

CENTRO NACIONAL DE
EDUCACION A DISTANCIA

TEORIA

ELECTRÓNICA

INDUSTRIAL

ENVÍO 9



DISPOSITIVOS SENSORES

Introducción.-

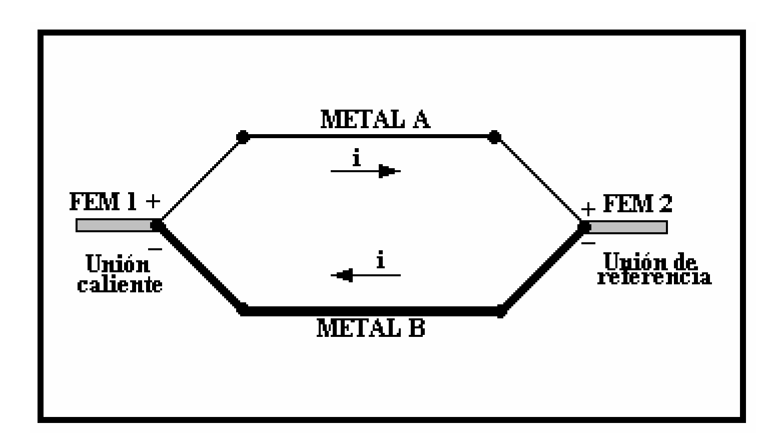
En muchas aplicaciones, en el campo industrial, se requiere de dispositivos que faciliten una señal eléctrica proporcional a un fenómeno de cualquier naturaleza que se desea conocer o controlar. Muchos equipos electrónicos estan formados por un dispositivo sensible, un conjunto de circuitos básicos y un circuito o dispositivo actuador. El dispositivo sensible de entrada es el sensor. Este puede facilitar una señal eléctrica proporcional a la luz, temperatura, presión, esfuerzos mecánicos, etc., que se desee supervisar o controlar.
El dispositivo actuador de salida, tendrá como misión actuar de acuerdo con la información recibida por el sensor y según las transformaciones que haya recibido la señal en los circuitos intermedios. Como ejemplo de dispositivos actuadores de salida, podemos considerar el caso de los relés, parlantes, contactores, timbres, sirenas, trc, etc.
Entre los muchos sensores utilizados en el campo industrial, se encuentran los sensibles a la luz, los cuales, debido a su similitud con la función de la vista humana, los hace prioritarios de considerar. Estos sensores electrónicos, sensibles a la luz, pueden facilitar una información mucho más amplia que la proporcionada por el ojo humano, siendo capaces de detectar no solo niveles de luz apreciables por el hombre, sino también longitudes de onda como el infrarrojo y el ultravioleta, invisibles para el hombre.
Muchos de estos sensores han sido ya tratados anteriormente bajo el titulo de “Dispositivos fotoeléctricos”, y entre muchos de ellos se encuentran las celulas fotosensibles, los fotodiodos, fototransistores, fototiristores, fotorresistencias, celulas fotovoltaicas, etc.
Los dispositivos sensores son de gran importancia, puesto que nos permiten reunir en un solo punto, como el panel de control de una industria, los diferentes datos obtenidos en lugares que puedan ser distantes, sino también operar en lugares anaccesibles, como lo es por ejemplo el interior de un horno. Todo esto gracias a su característica de traducir la información recibida en impulsos o variaciones eléctricas que puedan ser interpretadas, ya sea leidas directamente en instrumentos adaptados a los sistemas, o variaciones eléctricas que puedan ser interpretadas, supervisadas o controladas. En virtud de su utilidad, entraremos ahora en un breve estudio de otros dispositivos sensores.

DISPOSITIVOS SENSIBLES A LA TEMPERATURA

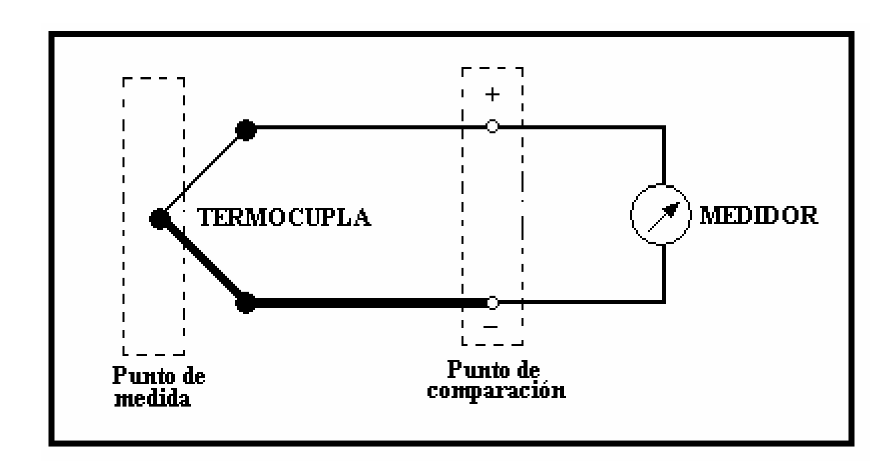
1.-Pares termoeléctricos o termocuplas.-

El par termoeléctrico o termo par, es un tipo de sensor térmico de uso generalizado en la industria. La medida de la temperatura mediante termopares, se basa en el denominado efecto termoeléctrico. Si se unen dos alambres de diferentes materiales y se someten los puntos de unión a distintas temperaturas, se produce una fuerza electromotriz (FEM) que se conoce con el nombre de tensión termoeléctrica.
Este fenómeno se puede explicar de la siguiente forma: los electrones libres que poseen ambos metales, de distinta naturaleza, que forman el termopar, necesitan superar una barrera de potencial para salir de su superficie, y como esta barrera no es la misma para todos los metales, es evidente que los electrones de uno de los dos metales pasarán con

mayor facilidad hacia el otro. Como resultado se obtiene una carga positiva en el metal del que se escapan los electrones con una mayor facilidad y una carga negativa en el otro. Este efecto será más apreciable cuanto más elevada sea la temperatura en l a unión. Por lo tanto, si calentamos una unión (unión caliente), la fuerza electromotriz de ésta aumentará en comparación con la otra unión (unión fria o de referencia) y se iniciará una circulación de corriente por existir una diferencia de potencial entr e las dos uniones.
En la figura se puede apreciar un bucle formado por dos pares termoeléctricos.

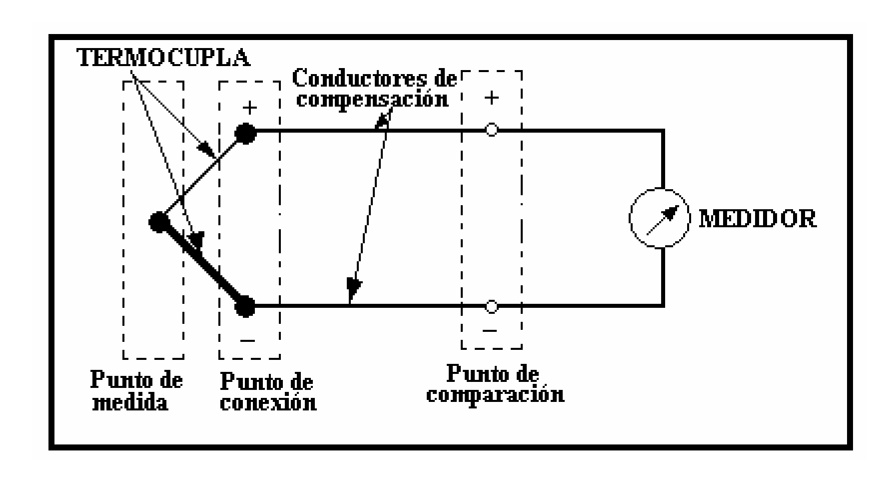


La diferencia de potencial entre las dos uniones, y en consecuencia, la corriente que circulará, será mayor cuanto mayor sea la diferencia de temperatura entre la unión fria o de referencia y la unión caliente.
Para medir temperatura se aplica el efecto termoeléctric o de la forma siguiente: se unen los alambres por un extremo (punto de medida), los extremos separados se someten a una temperatura constante (punto de comparación) y se cierra el circuito a través de un instrumento indicador.
En la figura siguiente se pu ede apreciar la disposición fundamental del par termoeléctrico.



La tensión medida expresa directamente la diferencia de temperatura existente entre los dos puntos de medida y de comparación.

Generalmente el punto de comparación se une mediante conductores de compensación, a otro de temperatura conocida y suficientemente constante.
En la figura se aprecia una termocupla con conductor de compensación.

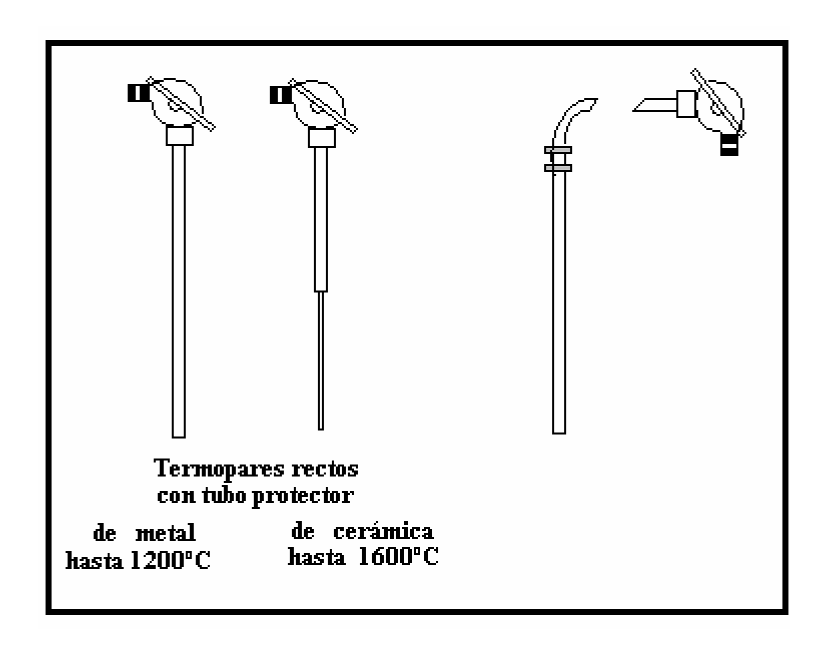


Los conductores de compensación deben ser de los mismos materiales que los del par termoeléctrico, o de aleaciones más económicas, con una resistencia baja y de iguales propiedades termoeléctricas, al igual que los conductores utilizados para realizar la unión de la termocupla con el instrumento de medición. Es importante destacar que este último puede estar situado en el panel de control. De lo contrario, los diferentes puntos de conexión se convertirían en termopares secundarios y provocarían mediciones erróneas de temperatura.
Para obtener una buena medición se requiere que la temperatura en el punto de comparación permanezca constante, para lo cual se utilizan circuitos de compensación.
Cuando se midan altas temperaturas y se requiera una presición reducida, basta que el punto de comparación esté en contacto con el medio ambiente.
Se puede realizar gran cantidad de combinaciones entre metales para formar termopares, pero entre los que ofrecen mejores características de tensión y temperatura, se encuentran los mostrados en la tabla siguiente:

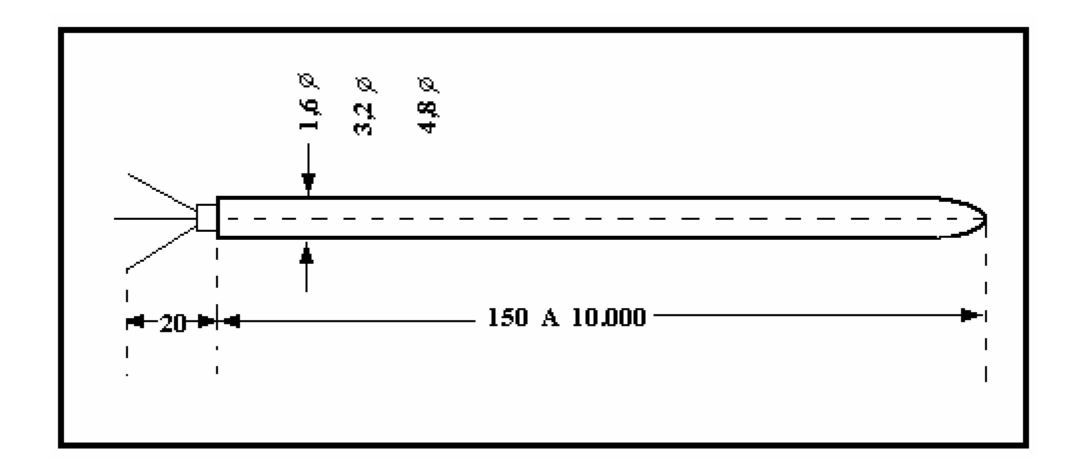
COMPOSICIÓN DEL PAR		**TEMPERATURA MÁXIMA**
Positivo	**negativo**	**ºC**
Hierro	Constatán	750ºC
Cobre	Constatán	375ºC
Platino 100% Radio	Platino	1500ºC
Cromel	Alumen	1250ºC

Los pares termoeléctricos se colocan en el interior de tubos protectores cuya forma y tamaño dependen de las condiciones del montaje, lo que permite protegerlos contra las influencias químicas del objeto de la medida y también contra esfuerzos mecánicos. Para elegir el material adecuado del tubo protector, son determinantes la clase de objeto de la medida, su presición, velocidad y temperatura, así como la velocidad de variación de la temperatura.

En la figura siguiente se muestra el aspecto fisico de alguno de estos sensores termoeléctricos con tubos protectores.



La figura siguiente muestra un par termoeléctrico con envolvente y terminales de conexión libres. Con este tipo de termopar se logra reducir considerablemente los retardos en la indicación.



Cuando son muy bajas las tensiones termoeléctricas que se establecen, se pueden conectar en serie varios termopares formando una cadena termoeléctrica, para obtener así una mayor tensión de salida. La disposición en serie de varios termopares también se denomina "termopila" y, casualmente, cuando se conectan de esta forma, todos ellos se ubican dentro del mismo tubo protector. También conviene conectar en serie varios termopares cuando haya que medir el valor medio de un conjunto de temperaturas, para lo cual es preciso q ue los termopares tengan una característica lineal. Los termopares o pares termoeléctricos se utilizan particularmente para medir temperaturas por encima de los 500ºC y hasta 2000ºC y entre las aplicaciones se pueden nombrar su empleo para controlar temper aturas en función, altos hornos, refinerías de petroleo, llama de quemadores, etc.

Naturaleza	**Composición**	**Resistividad En 10^6**	**Coef. De Tº ρ= (1 + t)**	**Poder termoeléctrico M mV MV/C tºC**	**Limites máximos**	**Uso limite**
Cu Constantán	54Cu+46NI	1.7 50	3,9 . 10-2 5 . 10-5	41 33 . 6 a 600ºC	-250ºC +600ºC	350ºC
Fe Constantán	45Cu+46NI	10 10	5,6 . 10-3 4 . 10-5	56 51,9 a 900ºC	-250ºC +1000ºC	600ºC
Al Cromel	90NI+9,8Cr +0,210 90NI+2Al+10, 5	10 100	4,4 . 10-3 4,0 . 10-6	41 32,4 a 800ºC	500ºC 1250ºC	1.100ºC
Pt RW Pt	90Pt+10RK	10 20	4,85. 10-3 126 . 10-5	9,5 15,34 a 1500ºC	800ºC 1600ºC	1500ºC
Ag Constantán	54Cu+46NI	1,6 50	4,1 . 10-3 5 . 10-5	41 33,6 a 600ºC	20ºC 600ºC	600ºC
Cromel Constantán	90NI+10Cr 55Cu+45NI	100 50	410-5 510-5	70 45 a 600ºC	300ºC 1000ºC	700ºC

Nota:
El CU se oxida pasado los 350ºC.
El Constatán se oxida a temperaturas sobre 600ºC.

2.-Resistencias termométricas.-

Las resistencias termométricas son partes constituyentes de los denominados termómetros de resistencia, en los cuales actúan como elemento sensor de temperatura de estos dispositivos.

Como se dijo anteriormente, la resistencia e léctrica de un conductor metálico varía en función de la temperatura siguiendo una ley bien definida y que dentro de un cierto margen de temperatura, la variación de resistencia de los conductores metálicos esta regida por la siguiente ecuación:

$$Rt = Ro \quad 1 + \quad (t - to)$$

La resistencia eléctrica de los metales crece con la temperatura para la mayoría de ellos y se hace prácticamente cero a temperaturas cercanas a –273ºC (0º Kelvin). Por lo tanto, la medida de la resistencia de un conductor permite conocer la temperatura del medio en el cual se encuentra.

Las resistencias termoeléctricas o termoresistencias hacen uso de esta propiedad que poseen los conductores metálicos, es decir, aumentan su resistencia con el aumento de la temperatura o la disminuyen cuando la temperatura desciende.

Una termoresistencia consiste en un finito alambre bobinado en un material aislante resistente a las altas temperaturas. Los materiales utilizados con mayor frecuencia son el cobre, el niquel, el ferroniquel y el platino. El Platino es el que posee mejores características, tanto por su elevado coeficiente térmico como por su elevada resistividad, lo que permite fabricar sensores o detectores de temperatura de gran resistencia en pequeño volumen, lo que presenta grandes ventajas, como ser, responden con la menor inercia posible cuando la temperatura a medir o supervisar sufre rápidas fluctuaciones, o bien, obtener sensores con mayor sensibilidad, ya que cuanto mayor sea la resistencia del elemento resistivo, mayor será la variación de ohms para un cambio de temperatura.

Estas resistencias sensibles a la temperatura se utilizan para medir temperaturas comprendidas entre –200ºC y 800ºC aproximadamente, según el tipo de material empleado para su construcción.

Para su empleo en las mediciones térmicas, las resistencias termoeléctricas se introducen siempre en un elemento de medida, el cual se coloca en el interior de un tubo protector, al igual que los termopares, lo caul forma parte del accesorio de montaje.

Medida de la temperatura mediante termistores.-

Las resistencias NTC y PTC ya estudiadas, también pueden emplearse como elementos sensores de temperatura, cuando la temperatura a medir o supervisar no sobrepasa los 300ºC.

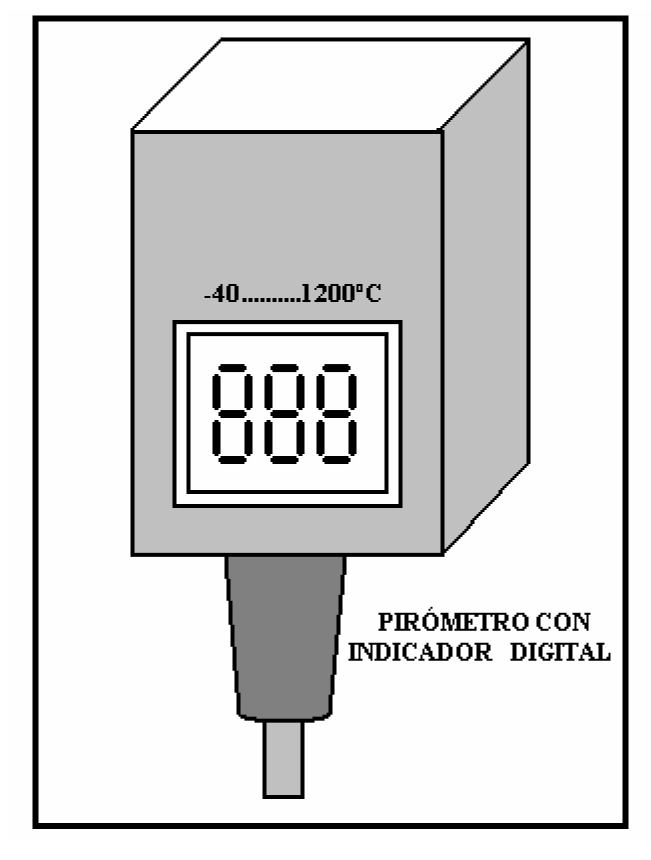
Los termistores, según vimos, poseen una gran sensibilidad,lo que permite construir medidores de temperatura simples y de costo relativamente bajo. Estos dispositivos presentan la ventaja de que se fabrican bajo gran cantidad de tipos , tamaños, formas y valores. Su gran inconveniente es la inestabilidad de características a las que se ve afectado cuando trabaja a elevadas temperaturas y la dificultad de fabricar ejemplares idénticos, con lo cual el reemplazo de un termistor averiado debe efectuarse con precaución.

3.-Pirómetros de radiación.-

Los pirómetros son dispositivos que se emplean cuando las temperaturas a medir o supervisar sean altas o muy altas. En estos aparatos se utiliza el hecho de que al calentarse un cuerpo por conducción térmica(paso de calor entre dos cuerpos puestos en contacto directo o también, a través de un cuerpo sólido) y convección (movimiento de moléculas a través de un cuerpo no uniformemente calentado y solo se produce en liquidos o gases), parte del calor se transforma forzosamente en radiación. Es decir, en estos se utiliza la radiación emitida por un cuerpo medir la temperatura. Estas radiaciones son recogidas por pares termoeléctricos adecuados, o bien, por un dispositivo fotoeléctrico sensible a aquellas.

La medición de temperatura mediante pirómetros se efectúa a distancia, sin necesidad de tomar contacto con el cuerpo caliente que esta emitiendo las radiaciones, lo que representa una ventaja, ya que permite medir temperaturas que sobrepasan los puntos de fusión de los termopares y resistencias termométricas.
En la figura siguiente se muestra el aspecto fisico de un pirómetro de radiación marca Siemens.

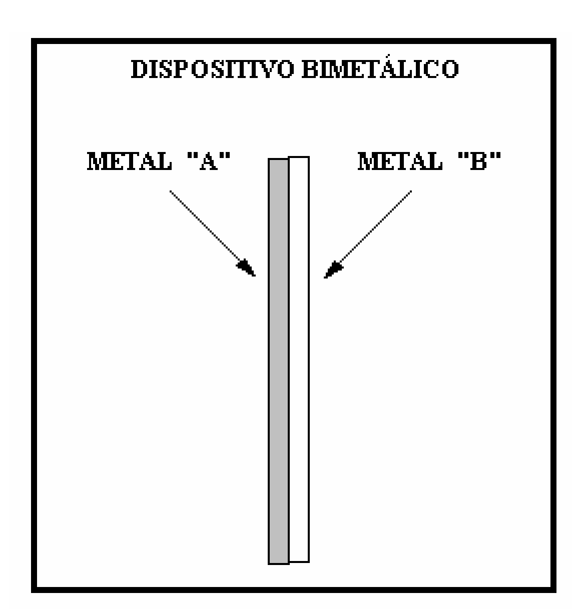




4.-Bimetales.-

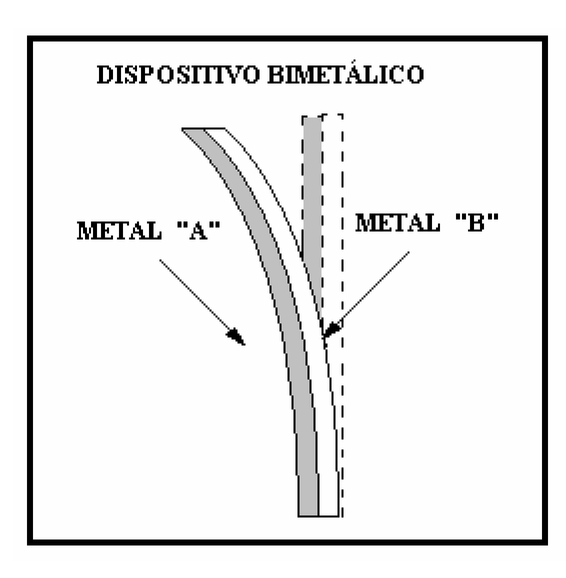
Los bimetales son dispositivos que se emplean para la medición de temperatura, constituyendo a los termómetros bimetálicos o como parte integrante de muchos controles de termostatos.

Los bimetales consisten en dos delgadas láminas de me tales diferentes, soldadas o remachadas. Esto se muestra en la figura siguiente.



Si uno de los metales empleados tiene un coeficiente de dilatación mayor que el otro, la lámina compuesta por los dos metales tiende a curvarse si se calient a. Este efecto se representa en la figura siguiente, en la cual se supone que el metal "B" tiene un coeficiente de dilatación mayor que el metal "A".

En la figura se puede apreciar la acción del par bimetálico cuando se aplica temperatura a este dispositivo.



Las combinaciones de metales más comunes para fabricar dispositivos son: Fierro / Zinc y Fierro / Latón.
Cuando se utiliza como sensor en un termómetro, comúnmente consiste en una lámina bimetálica enrollada en forma de espiral. Con los cambios de temperatura el espiral se dilata o se contrae, siendo transmitido este movimiento a un eje pivoteado, el cual se desplaza sobre una escala graduada que indica la temperatura. Los termómetros bimetálicos son instrumentos poco precisos y de uso limitado debido a las pérdidas producidas por movimiento y fricción.
Cuando se emplean como termostatos, uno de los extremos de la lámina bimetálica compuesta se fija, mientras que el otro extremo se deja libre para emplear su movimiento en la apertura o cierre de contactos de un circuito eléctrico.

Aplicaciones:

Tiene gran aplicación como termostato en electrodomésticos tales como planchas, refrigeradores, calefonts eléctricos, secadores de pelo, etc. En la industria se emplean para proteger motores y otros mecanismos contra las sobrecargas.

PIRÓMETROS

Introducción.-

Se utilizan dos métodos generales para la medición de temperaturas por medio de termocuplas adecuadas. En uno de ellos la termocupla se conecta directamente a un galvanómetro o milivoltímetro, calibrándose el instrumento indicador directamente en grados. Tal disposición se denomina **"Pirómetro termoeléctrico".**
En el sistema recién descrito, la magnitud de la corriente termoeléctrica se toma como índice de la temperatura en la cupla.
En el segundo método se utiliza la FEM para indicar la temperatura bajo observación. A fin de medir convenientemente y con presición la termofem, se recurre al potenciómetro. La termocupla y el potenciómetro asociado a ella constituyen lo que se denomina **"Pirómetro potenciométrico".**
Existen termómetro eléctricos, en los que se aprovechan las propiedades que tienen los cuerpos conductores de la electricidad, de variar su resistencia con la temperatura, termómetros ópticos, llamados **" Pirómetros ópticos",** que se basan en los cambios de color con las variaciones de temperatura.

El color y la temperatura.-

¿Cómo medir la temperatura de un cuerpo alrededor de los 1500ºC ó 2000ºC?
La respuesta es a través de pirómetros. Cuando la temperatura de un cuerpo llega a unos 600ºC, éste comienza a emitir luz; primero de color rojo oscuro, luego se va aclarando, se hace rojo brillante, amarillo y por último, cuando la temperatura es muy elevada, bl anco. Midiendo con el pirómetro esos cambios de color, para lo cual el aparato lleva vidrios de colores a fin de poder establecer la comparación, se conoce la temperatura. Estos aparatos se usan frecuentemente para medir las temperaturas de los hornos.

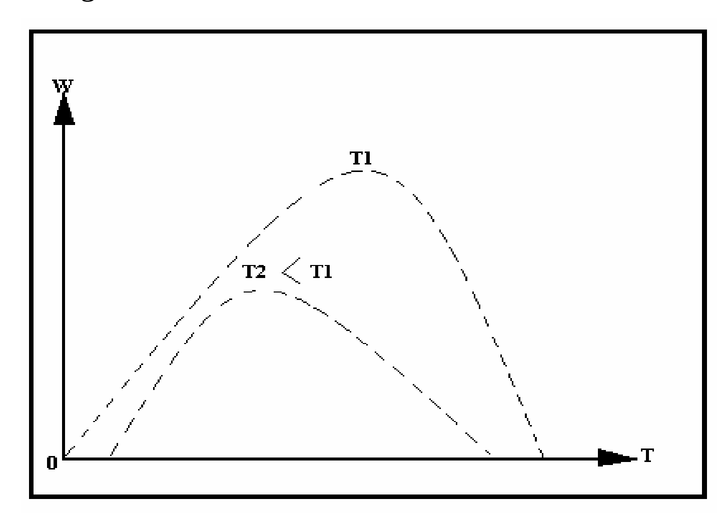
Los pirómetros son instrumentos que sirven para medir o supervisar temperaturas altas o muy altas, comprendidas en el rango que va de los 680 a 4500ºK (407 a 3727ºC aproximadamente).
Su principio de funcionamiento está basado en las leyes de l cuerpo negro y la radiación de energía que emite el cuerpo a medir. Un radiador standart es un cuerpo negro, el cual es definido como un cuerpo que absorve toda la energía radiada que le llega.
A partir de esta simple definición, puede demostrarse que l a radiación aumenta con la cuarta potencia de la temperatura absoluta, esto es:

$$W = 0 \quad T4$$

Donde:

W =Energía radiada.
0 =Constante de conductividad.
T4 =Temperatura absoluta en ºK.

La radiación emitida por los cuerpos que se encuentr an a un nivel relativamente alto de temperatura, constituye energía irradiada en un espectro amplio de longitudes de onda, las cuales cubren las regiones del ultravioleta, visible e infrarrojo.
Por otra parte, la de WIEV o de PLANEK dice: La intensidad de radiación emitida por un cuerpo es función del largo de onda de emisión y de la temperatura del cuerpo.
Además, puesto que todos los cuerpos emiten energía radiante cuya intensidad depende de la temperatura, esta temperatura puede ser determinada midiendo la cantidad de energía radiada.
La energía radiante total de cualquier radiador, excitado térmicamente, aumenta cerca de cuatro veces más rápido que la temperatura, mientras la banda de energía radiante en la parte roja del espectro aumenta cerca de 18 ve ces más rápido que la temperatura a 2000ºC. Así el porcentaje de error en la medición de temperatura es mucho menor que en la medición directa de energía.



TIPOS DE PIRÓMETROS.-

Existen tres tipos de pirómetros, que son los más comúnmente usados para medir la temperatura de los cuerpos:

1.-Pirómetro de radiación total.-Este determina la temperatura midiendo la intensidad de la energía radiante desde un punto distinto, utilizando casi todos los largos de onda radiados por la fuente.

2.-Pirómetro de radiación parcial.- Este mide esta misma intensidad de energía radiante, pero en una parte seleccionada del espectro, utilizando dispositivos tales como una celda fotoeléctrica, un pirómetro de radiación termoeléctrico o por medio de una lente de vidrio.

3.-Pirómetro óptico.- Este tipo de pirómetro determina la temperatura comparando el brillo de la fuente, en una parte determinada del espectro, generalmente el rojo, contra el filamento de una ampolleta patrón, utilizando el ojo humano como una parte del instrumento y consecuentemente leyendo temperaturas sobre los 1068ºC y hasta un poco más allá de los 1400ºC.

PRINCIPIO DEL PIRÓMETRO DE RADIACIÓN.-

El pirómetro de radiación real incluye:

1)Un receptor ennegrecido que absorbe y es calentado por la radiación incidente de una fuente cuya temperatura se le quiere medir.

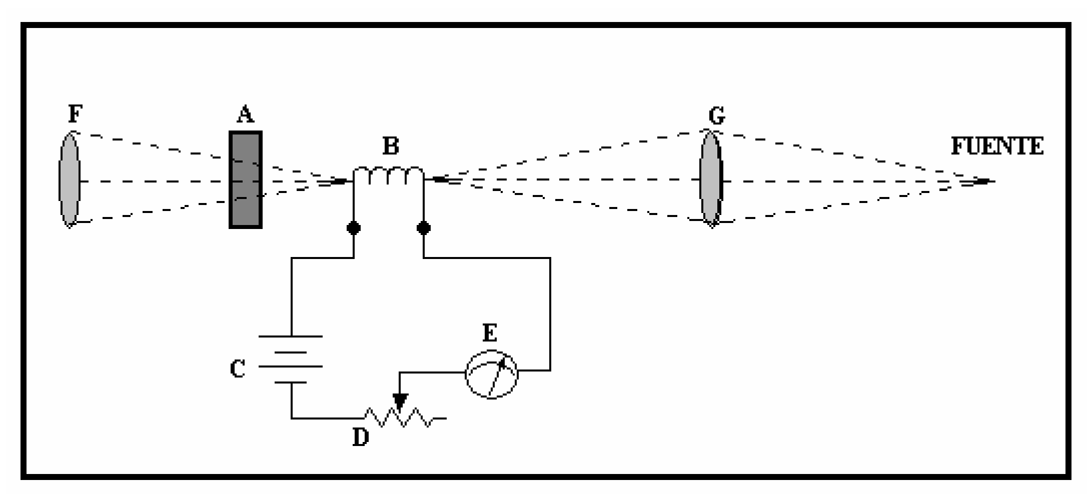
2)Una caja que tiene una abertura fija y aberturas que limitan el cono de radiación incidente, a través del cual el receptor puede ser radiado por la fuente.

3)En muchos casos una lente o espejo por medio del cual este cono es completamente llenado con rayos que emanan de un área relativamente pequeña de la fuente. Para medir la elevación de la temperatura en el receptor, se usa una termocupla o termopila, un bolómetro o algún otro dispositivo sensible a la temperatura.

Cuando el pirómetro es enfocado sobre un cuerpo negro a elevada temperatura t1, el receptor se calentará rápidamente a una temperatura t2, tal que la energía absorbida en unidades de tiempo, por el receptor, se iguala a la energía radiada por él hacia la termocupla.

PRINCIPIO DEL PIRÓMETRO ÓPTICO (por desaparición de filamento).

El principio del pirómetro óptico consiste esencialmente en un telescopio con un filtro rojo A) y una ampolleta B); al mirar a través de él una superficie brillante, el filamento de la lámpara se ve oscuro. Con el potenciometro D) se varia la corriente a través del filamento de la lámpara aumentando o disminuyendo el brillo del filamento hasta igual ar la luminosidad de éste con la de la superficie a medir. Si la escala del instrumento se gradúa en grados en vez de hacerlo en magnitudes eléctricas, se puede leer directamente la temperatura a medir.



Este pirómetro tiene la ventaja que permite medir te mperatura que sobrepasan los puntos de fusión de las termocuplas y resistencias termométricas, puesto que ninguna de sus partes está en contacto directo o físico con los cuerpos a los cuales se les desea medir su temperatura.



Diagrama de enfoque de piróme tro de radiación tipo espejo.

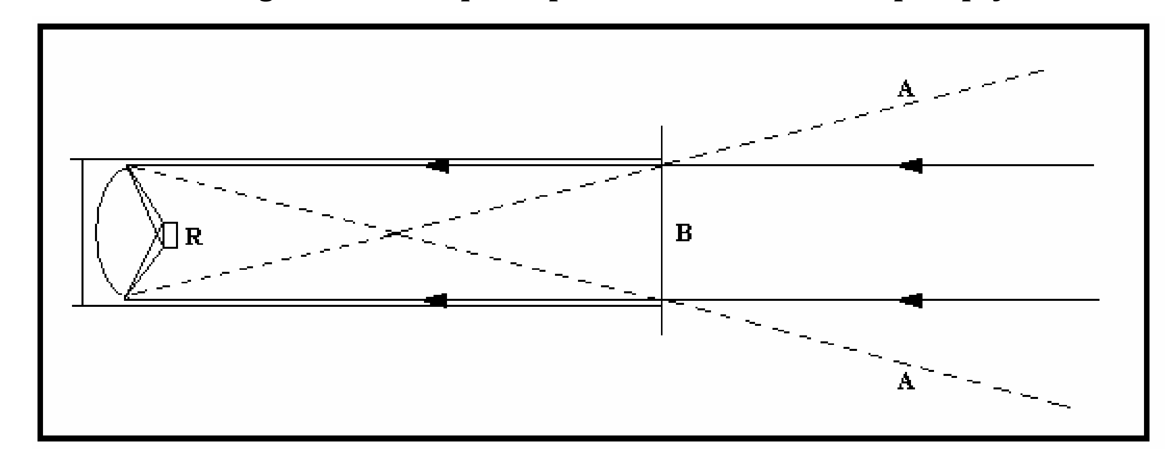
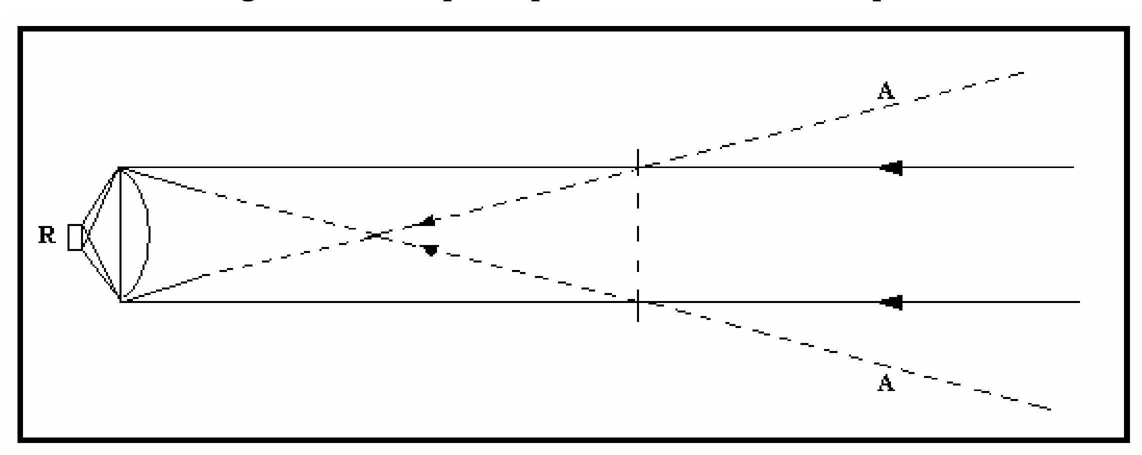
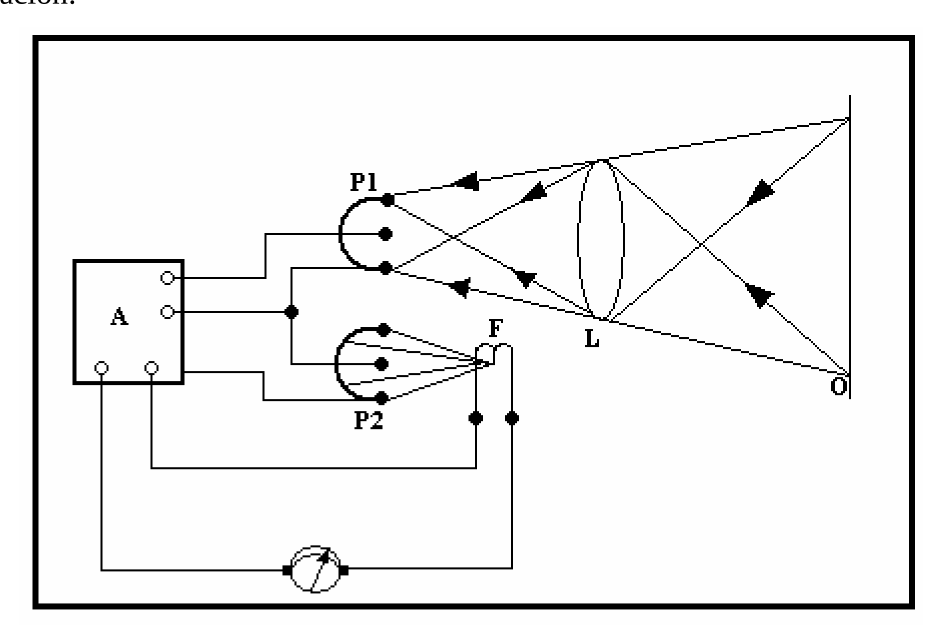


Diagrama de enfoque de pirómetro de radiación tipo lente.



Pirómetro fotoeléctrico:

Es una variante entre el pirómetro de radiación y el pirómetro óptico. La diferencia entre éste y los dos anteriores esta en que una superficie fotoemisiva o fotovoltáica reemplaza a la termocupla del pirómetro de radiación convencional y al espejo o lente en el óptico.
Un pirómetro fotoeléctrico que utiliza el principio de comparación es el que se muestra a continuación:



Una lámpara eléctrica f) irradia a P, una de las dos celdas fotoeléctricas, P1 y P2, conectadas en serie. La otra celda, P1 es irradiada por la fuente 0, cuya temperatura se desea conocer. El amplificador A) ajusta la corriente continúa a través de la l ámpara para mantener la respuesta de las dos celdas en balance, de manera que la temperatura de la lámpara varía en proporción directa a la temperatura de la fuente.

Un instrumento que mide la corriente de la lámpara, puede ser calibrado al mismo tiempo para medir grados de temperatura.

DISPOSITIVOS SENSIBLES A LAS FUERZAS

Frecuentemente es necesario, en muchas industrias por ejemplo, conocer datos sobre la fuerza mecánica aplicada a un punto determinado, o bien, sobre las deformaciones de los materiales, por lo cual trataremos en esta sección, uno de los dispositivos sensores más utilizados en la actualidad para tal aplicación y que se conoce como "extensímetro".

a)Extensimetros (strain gauges)

Una de las aplicaciones más interesantes de estos dispo sitivos, es la medida de las deformaciones, ya que por medio de bandas extensométricas se puede controlar la flexión y torción de elementos mecánicos estáticos o en movimiento, sin necesidad de llegar a la destrucción. Esta medida puede llevarse a cabo en las condiciones normales de trabajo de algunos elementos mecánicos sujetos a fuerzas, a menudo desconocidas y que originan fenómenos de comprensión, flexión y torción que conviene determinar.
Antes de explicar cómo están constituidos los extensímetros, de finiremos dos conceptos importantes que intervienen en la aplicación de éstos, que son: la tensión y la deformación.
Se denomina "tensión" a la fuerza por unidad de superficie aplicada a un cuerpo. De este modo:

$$\textbf{Tensión} : \frac{\textbf{Fuerza}}{\textbf{Superficie}} : \frac{\textbf{Kilos}}{\textbf{Cm2}}$$

Ejemplo Nº1: Se tiene una barra cuya sección transversal es de 25 Cm^2 sobre la cual descansa un a carga de 500 Kg. Calcular la tensión a que está sometida la barra.

$$\textbf{Tensión} : \frac{\textbf{500 Kg.}}{\textbf{25 cm2}} : \textbf{20} \frac{\textbf{Kg.}}{\textbf{cm2}}$$

Ejemplo Nº2: Calcular la tensión a que esta sometida un alambre de sección igual a 800 x 10^{-5} cm2, al cual se le aplica una fuerza de 200 gramos.

$$\textbf{Tensión} : \frac{\textbf{0,2 Kg}}{\textbf{800 X 10-5 cm2}} : \textbf{25} \frac{\textbf{Kg}}{\textbf{cm2}}$$

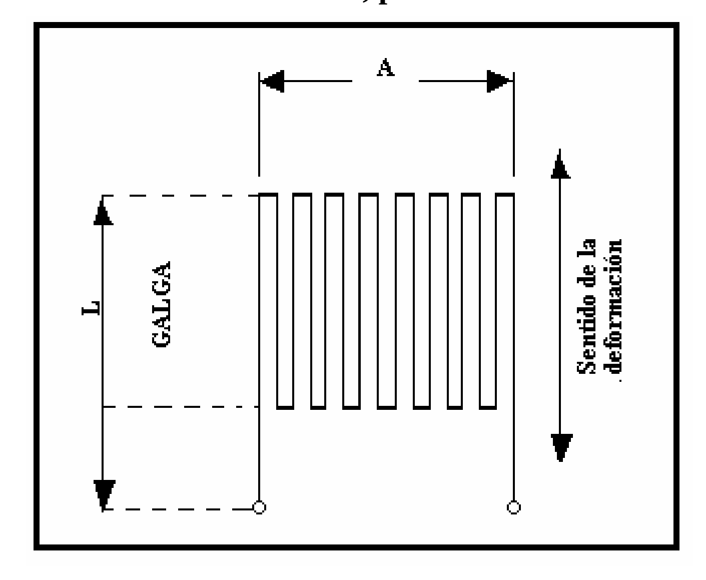
De los ejemplos anteriores se desprende que aunque la fuerza aplicada sea pequeña, la tensión puede ser muy elevada si la sección es reducida. Llamaremos deformación a la variación de longitud que se produce al aplicar una fuerza sobre un cuerpo. Es decir:

Deformación : $\dfrac{\textbf{Incremento de longitud}}{\textbf{Longitud inicial}}$

Debido a que los extensímetros utilizados miden la deformación de un elemento, sobre una pequeña parte de éste, la magnitud de reformación viene expresada en micras por centímetros.
El principio de funcionamiento de estos dispositivos esta basado en el aumento de resistencia eléctrica que experimenta un conductor al aumentar su longitud o disminuir su sección. Por lo tanto, si se adhiere a una barra metálica sometida a una deformación, un trozo de alambre, cuando esta se produzca, el alambre experimentará a su vez la misma deformación. Si se ha producido una extensión, el alambre habrá aumentado su longitud y disminuido de sección, aumentando su resistencia eléctrica.
Si se ha producido una compresión, el alambre habrá disminuido su longitud y aumentado de sección, disminuyendo su resistencia eléctrica.
Las variaciones de resistencia resultantes son muy pequeñas, por lo cual el extensímetro está formado por 10 ó 20 alambres paralelos entre sí, pero conectados en se rie como se muestra en la figura siguiente.

Banda extensométrica de alambre, para medir deformaciones lineales.





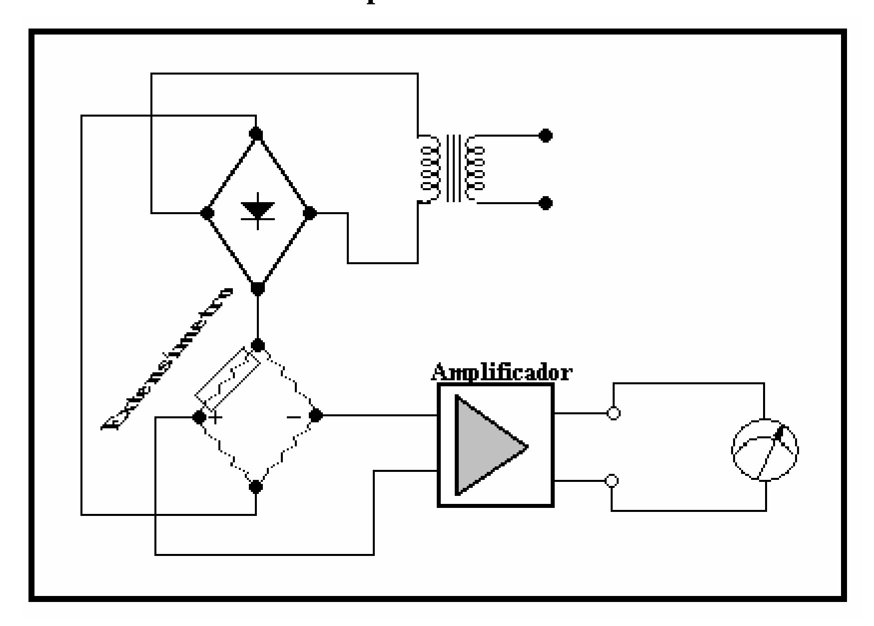
Cuando un extensímetro está sometido a variaciones de su longitud, se acorta o se alarga según que el elemento donde está adhe rido sufra contracciones o extensiones, lo cual representa una variación de resistencia eléctrica, como se vio anteriormente , y en consecuencia, aumenta o disminuye la intensidad de la corriente que recorra sus alambres.

La variación relativa de la resistencia viene determinada por el incremento de resistencia de ohms de resistencia nominal del extensímetro, es decir, Δ R/R.
Esta variación relativa de la resistencia Δ R/R es directamente proporcional a la variación relativa de la longitud.

$$\varepsilon : \frac{AL}{L} \qquad \textbf{De ello se deduce:} \quad \frac{\Delta R}{R} \quad K\ \varepsilon$$

El factor de proporcional K, es una constante del material. Para el constatan, que es el material que más se utiliza para fabricar resistencias y que presenta buenas propiedades de linealidad y baja sensibilidad térmica, dicho factor K es igual a 2. Con las dilataciones normales del material, el efecto de medida (Δ R/R) máximo es del orden de $10^{-3.}$
Tales variaciones de la resistencia se pueden medir con gran exactitud mediante circuitos apropiados.
Para detectar en mejor forma las variaciones de resistencia que se producen en un extensímetro, generalmente se conecta este a un circuito en puente de Wheastone, como se aprecia en la figura siguiente.

Circuito básico del dispositivo de medida con extensímetro conectado a un puente de Wheastone.



La variación de resistencia del dispositivo sensor producirá el desequilibrio del puente, apareciendo una tensión entre "X" e "Y" que será aún pequeña, por lo cual se debe amplificar convenientemente antes de ser aplicada al instrumento de medida que puede estar calibrado directamente en unidades de deformación. En la práctica, los circuitos de medida utilizados son más complejos, ya que incluyeron unidades de ajuste, de compensación (por ejemplo de temperatura), conexiones externas para registradores gráficos, etc.

Un inconveniente que presentan los extensímetros es el fenómeno de histérisis, es decir, la no recuperación del valor exacto de resistencia eléctrica después de una extensión. El porcentaje de variación de resistencia con respecto al valor original es generalmente muy pequeño, del orden del 0,05%.

Este inconveniente, perjudicial para la exactitud de las medidas, en la actualidad se procura de reducir al mínimo, y en modelos recientes se indica como un valor prácticamente despreciable.

Otro concepto importante de considerar, es la vida útil de estos dispositivos cuando son sometidos a miles de compresiones y extensiones sucesivas dato que es proporcionado por los propios fabricantes y que generalmente es de más de 10.000.000 de deformaciones de ±1.000 micras sin que se aprecien errores importantes de medidas.

Una aplicación importantes de las bandas extensométricas la constituyen las balanzas electromecánicas de gran auge en la actualidad, de las cuales haremos una breve descripción.

Las balanzas son aparatos que sirven para determinar el peso de los cuerpos. Entre las aplicaciones industriales más importantes figuran, por ejemplo, la medida del contenido y la vigilancia del nivel de llenado de recipientes estacionarios, la determinación del peso de vehículos, cargas y recipientes de transporte, así como la medida de cantidades y pesos sirven para el mando óptimo de procesos, así como para calcular y controlar los costos.

El hecho de que las balanzas electromecánicas se utilicen preferentemente para usos industriales bajo condiciones de servicio difíciles, es consecuencia de sus propiedades.

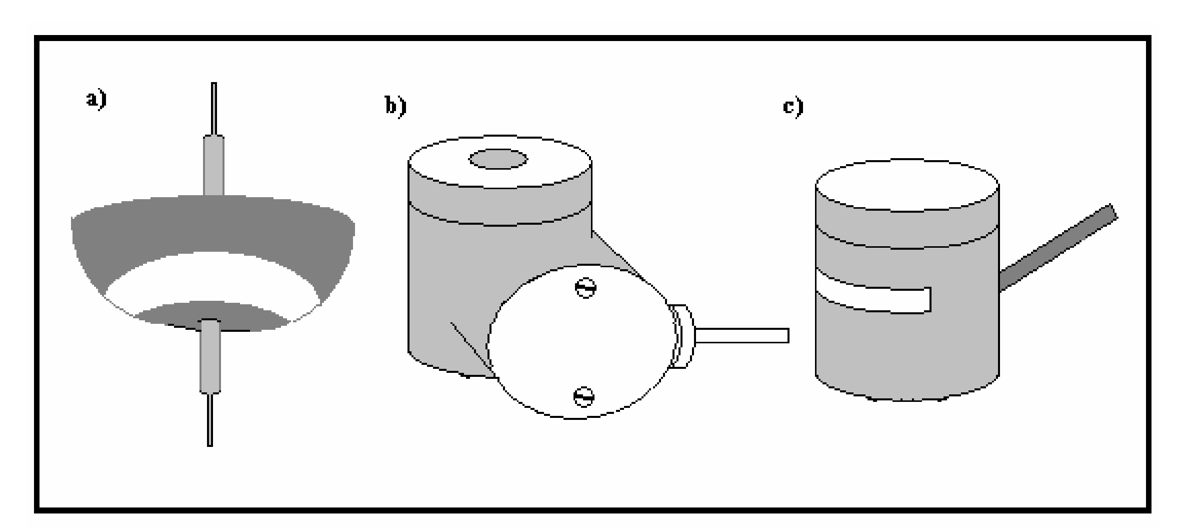
Constitución fundamental de una balanza electromecánica.

PESO
CABLE
ELEMENTO DINAMOMETRICO
SISTEMA DE PESADO
INDICADOR DE LOS VALORES MEDIDOS

En la figura anterior se muestra la constitución fundamental de una balanza electromecánica. El aparato primario consta de un convertidor mecánico-eléctrico de magnitudes de medida, que se conoce con el nombre de célula o elemento dinamométrico. Este transforma en una señal eléctrica la fuerza ejercitada por la masa que se pretende pesar. Dicha señal se transmite por un cable al "sistema eléctrico de pesada" con el cual se determina la señal, se indica en forma análoga o digital, se registra o se hace llegar a otro dispositivo de mando o regulación. El sistema de pesada puede estar situado a mucha distancia de los elementos dinamométricos.

El tamaño delos elementos dinamométricos es relativamente pequeño, por lo que su montaje resulta sencillo. La fuerza se aplica directamente. Por lo tanto, salvo en algunas excepciones, no se precisan piezas sometidas al desgaste, tales como palancas, cubos y cuchillas. Por ser sumamente reducido al recorrido del muelle, la medición se efectúa prácticamente sin carrera. Los elementos dinamométricos se pueden cerrar herméticamente, resultando entonces insensibles a las influencias del medio ambiente (humedad, suciedad, etc.).

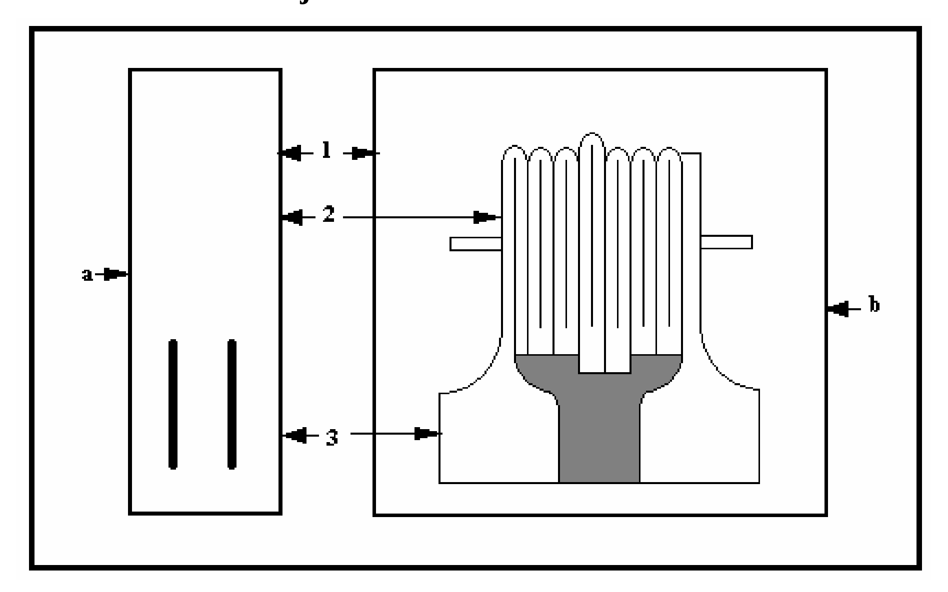
b)Elementos dinamométricos.



- Elemento dinamométrico para una fuerza de tracción de 60 Kp, con tolerancia de ± 0,5 por mil.
- Elemento dinamométrico para 20 Mp, tolerancia ± 1 por mil.
- Elemento dinamométrico pequeño para 25 Mp, con tolera ncia de ± 0,5 por mil.
  (1 Kp = 9,81 Newton)

Los elementos dinamométricos de la figura anterior contienen muelles (como muelles de medida se emplean por ejemplo, resortes de flexión y cilindros huecos y macizos) sobre los que van pegados “con arrastre de fuerza” unas bandas extensométricas, las que consisten, como se vio anteriormente, en resistencias eléctricas en forma de meandros, aplicados sobre fierros soportes aislantes. Dichas resistencias se fabrican arrollando alambre apropiado (diámetro inferior a 20 Um) o por tratamiento fotomecánico de láminas (espesor inferior a 5 Um).

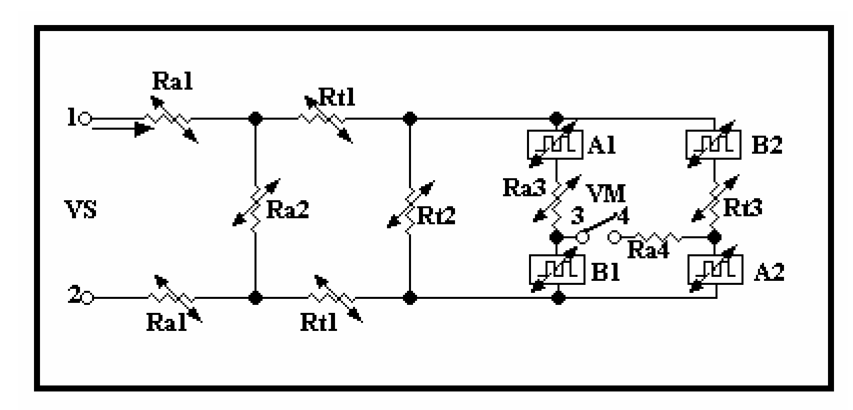
Forma de ejecución de banda extensométricas



1.- Soporte aislante.
2.- Tramo de resistencias.
3.- Elemento de conexión.
a.- Banda extensométrica de alambre.
b.- Banda extensométrica de lámina.

Al someter los muelles de medida a la acción mecánica de las fuerzas de tracción o comprensión, se trasmite forzosamente a las resistencias la dilatación (o contracción) de las superficies de los muelles. Debido a ello varia el valor de su resistencia eléctrica R. Las bandas extensométricas adheridas (que generalmente suelen ser cuatro u ocho) a los muelles de medida en puntos de tensión conocida, se conectan en un puente de Wheastone de tal modo que las bandas dilatadas y las contraídas queden, respectivamente, en ramales adyacentes del puente. La tensión de medida VM es entonces directamente proporcional al desequilibrio originado en el puente por la fuerza F, así como la tensión VS o la intensidad IS en los bornes de alimentación. Observar Figura siguiente.

Circuito interno de un elemento dinamométrico con banda extensométrica.

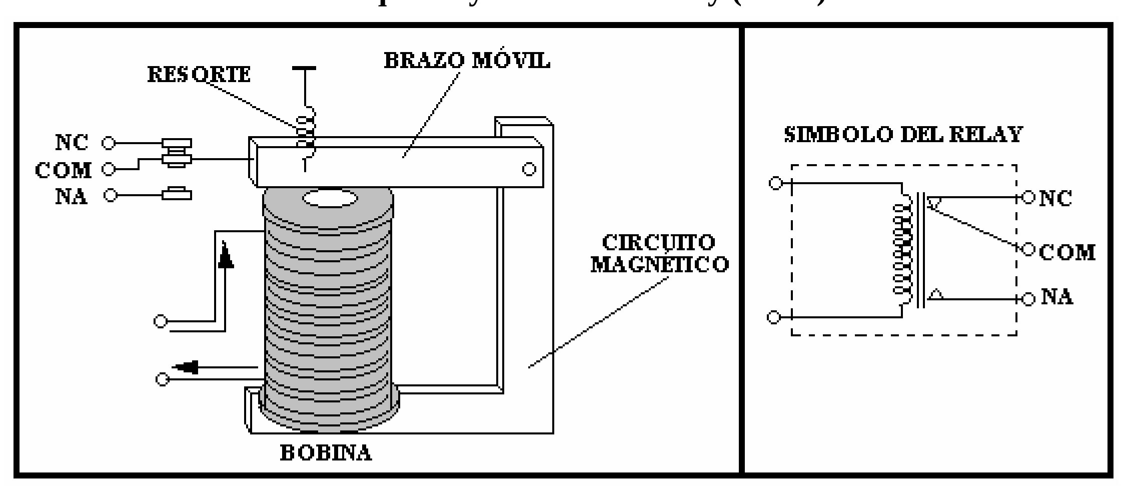


- **1 – 2 Bornes de alimentación.**
- **3 – 4 Bornes de medida.**
- **IS Corriente de alimentación.**
- **VS Tensión de alimentación.**
- **VM Tensión de medida.**
- **A1, A2, B1, B2 Bandas extensométricas.**
- **RT1, RT2, RT3 Resistencias de compensación de las influencias de la Tº.**
- **RA1, RA2, RA3, RA4 Resistencias de ajuste.**

RELAYS

Los relays son dispositivos electromecánicos que consisten en una bobina o solenoide, un circuito magnético con entrehierro y unos contactos eléctricos accionados por la acción de la corriente eléctrica por la bobina.

Esquema y símbolo del relay (o relé)



La fuerza necesaria para atraer el brazo móvil viene dada por:

$$F = \frac{K \quad I2}{d}$$

En donde F es la fuerza necesaria, I la corriente por la bobina y d la distancia del entrehierro. KJ es un factor que depende de la constante restauradora del resorte y otros factores.

Hay que hacer notar que existen muchas formas de relay de operar para el cierre de contactos, por ejemplo, la palanca de cierre puede ser de acción de empuje o de embolo de succión.

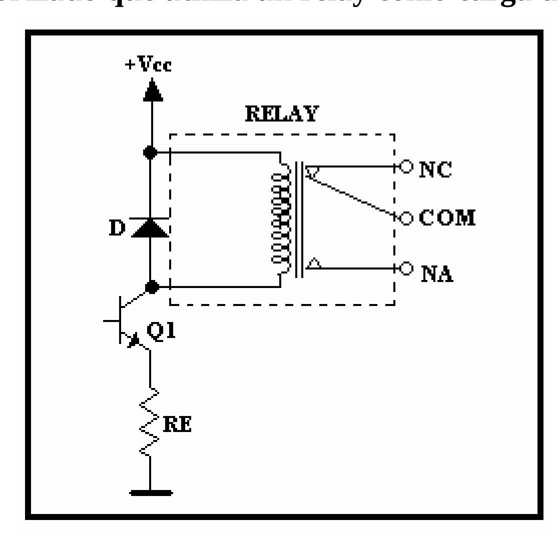
En cuanto a los contactos, estos pueden ser del tipo normalmente abiertos (N.A.) o del tipo normalmente cerrados (N.C.).

Esto significa que cuando no hay corriente por la bobina, el terminal N.A. está desconectado y el terminal N.C. conectado, pudiendo pasar corriente a través de él. Los relay pueden ser en forma individual N.C. o N.A., pero casi siempre se presentan ambas formas simultáneamente en un solo relay, a objeto de que pueda elegirse el modo de funcionamiento.

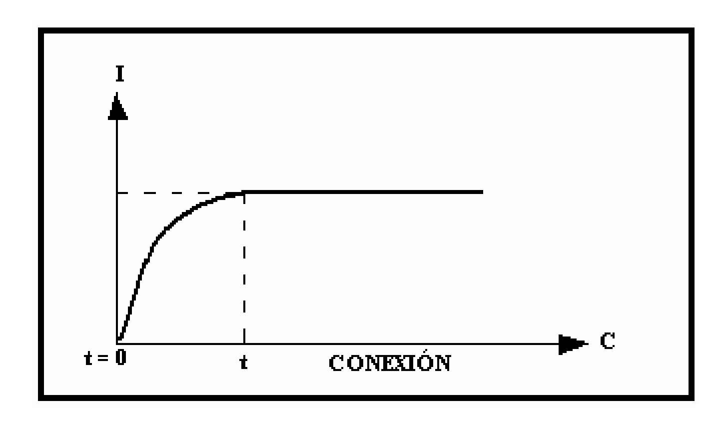
Existen relay que tienen contactos múltiples cada uno separado para diversas apli caciones, incluso los hay de dos y tres tiempos y otros más complejos, como los usados en telefonía.

En electrónica, el relay se encuentra normalmente en los circuitos de colector de transistores o de placa de válvulas, por lo que debe tomarse en cuenta su fuerza contra electromotriz, a fin de calcular la etapa transistorizada. Con el fin de disminuir esta FEM, habitualmente se colocan en paralelo con la bobina del relay un diodo eliminador de estos trasientes. (ver figura siguiente).

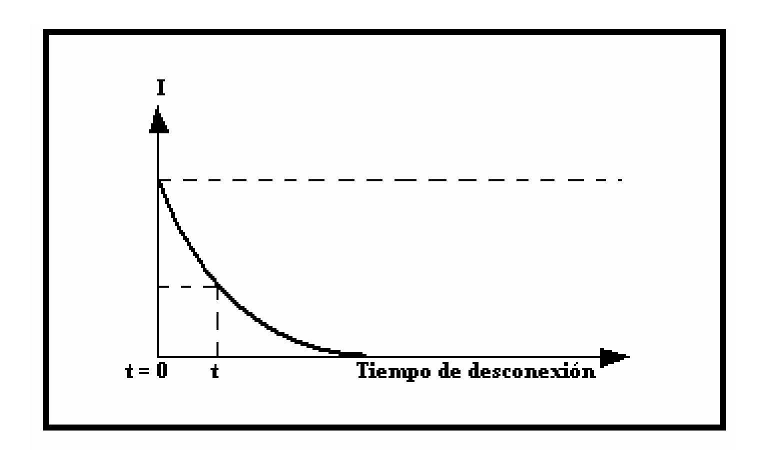
Circuito transistorizado que utiliza un relay como carga de colector (RL).



En general, la acción del relay no es instantánea, pues hay que esperar un tiempo entre la aplicación de la corriente y el cerrado de la placa (o brazo mecánico), debido a la corriente de carga por la bobina; este tiempo de acabado, y se puede apreciar en la figura siguiente.



Corriente y tiempo de desconexión de un relé.



<u>Característica del relay:</u> Para especificar el relay, es necesario conocer la corriente de retención por el relay y la corriente máxima que pueden soportar los contactos. También se especifica el voltaje máximo que se puede aplicar, voltaje que no puede ser sobrepasado, pues se corre el riesgo de que se presenten arcos voltaicos. Por ejemplo, un relay puede especificarse:

Corriente por la bobina --------------------------- 200 mA.
Corriente por los contactos ---------------------- 15 mA.
Tensión máxima en los contactos --------------- 450V.

<u>Usos del relay:</u> Se usa en general para accionar tensiones elevadas, en donde es peligroso operar directamente con interruptores, y en cambio se puede operar con las tensiones más bajas que utilizan los relay, que pueden ser por ejemplo de 6, 12 ó 24 volts.
También se usa este dispositivo para accionar potencias elevadas, en donde circula gran cantidad de corriente.
Otro uso frecuente es en dispositivos temporizadores, en donde se requiere de efectuar contactos después de un tiempo determinado; también se usa en alarmas, en donde el relay opera de acuerdo a una señal enviada por un circuito de control, y en muchas otras aplicaciones similares.
También existen en la actualidad relay de estado sólido, los cuales se caracterizan por su alta velocidad de respuesta, y son utilizados por lo general en circuitos de control asociados con dispositivos discretos e integrados.

V A R I S T O R E S

Introducción:

Se designa con este nombre a los semiconductores cuya resistencia eléctrica puede variar considerablemente bajo la acción de la temperatura (thermistores) o de la tensión aplicada entre sus bornes (resistencias dependientes de la tensión o VDR).

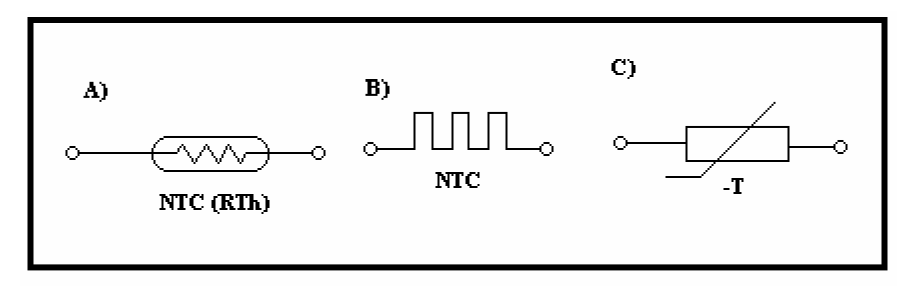
Thermistores: La palabra termistor es un onograma de TERMAL RESISTOR, es decir resistencia térmica, la que se clasifica en dos grupos:

a)Resistencia NTC (Negative – Temperature – Coefficient).
b)Resistencia PTC (Positive – Temperature – Coefficient).

Resistencias o termistores NTC: Son dispositivos semiconductores intrínsecos, cuya conductividad aumenta al aumentar la temperatura (o cuya resistencia disminuye con el aumento de la temperatura) en el orden del 3% al 6% por cada ºC de aumento sobre la temperatura ambiente. Esta propiedad se utiliza en circuitos en que se desee que la resistencia cambie de valor al variar la potencia disipada.
Estos termistores están compuestos por óxido de hierro Fe304 y Fe203 y otros óxidos como el óxido de niquel, óxido de cobalto y óxido de litio, así como su estructura cristalina a base de titanatos y cromatos.
Las resistencias NTC se presentan en forma de varillas, pastillas o perlas, con dos conexiones de salida.
El rango de temperatura a las que operan estos dispositivos se encuentran entre unos 60ºC a unos +400ºC.

Símbolo: Los símbolos mediante los cuales se acostumbra a representar una resistencia o termistor NTC, en los esquemas electrónicos, se muestran a continuación:

Símbolos esquemáticos de la resistencia de coeficiente térmicos negativo NTC.



Ley de variación de la resistencia en función de la temperatura

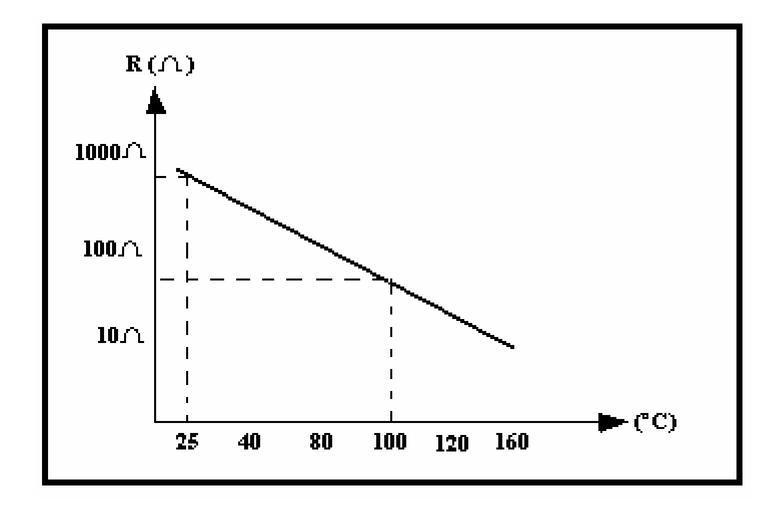
Como en todos los semiconductores, la ley de la var iación de la resistencia en función de la temperatura es exponencial, y viene dada por la expresión:

$$R = A \quad e^{b/T}$$

En donde R representa el valor de la resistencia a la temperatura absoluta T en grados Kelvin (0ºK = 273ºC), “a” y “b” dependen de la constitución del termistor.
Frecuentemente se toma como referencia la temperatura de 25ºC (298ºK, para la cual la resistencia tiene un valor R25. De esta manera la resistencia R a la temperatura T (ºK) vendría dada por la expresión:

$$R = R25 \quad e \left(b \left(\frac{T}{T} - \frac{1}{298} \right) \right)$$

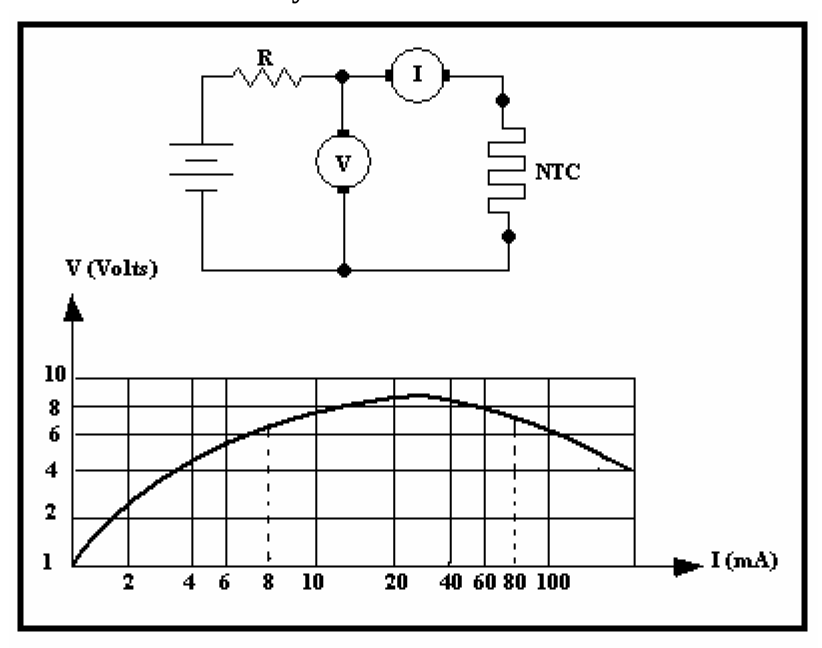
La figura siguiente muestra la curva, dibujada en escala semilogaritmica que muestra por lo tanto una pendiente negativa bastante lineal.



Conforme con esta curva, al pasar de 25ºC a 100ºC, la resistencia baja más de 10 veces su valor. La variación es del orden de –3% / ºC.
Los termistores disponibles presentan valo res medidos a 25ºC, desde 3 Ω hasta 680KΩ.

<u>Características tensión / corriente:</u> La figura siguiente muestra la carecterística tensión / corriente de una resistencia NTC, y el circuito necesario para obtenerla.

Características V-I y circuito de obtención de una NTC.



En la figura se observa que la tensión en bornes del termistor pasa por un máximo, denominado punto de inversión. Mientras la corriente es pequeña, el calentamiento del elemento perfecto Joule es despreciable, y la tensión es proporcional a la corriente, es decir, la característica tensión corriente es prácticamente lineal en su primera parte, por lo cual el valor ohmico de la resistencia no sufre variaciones.

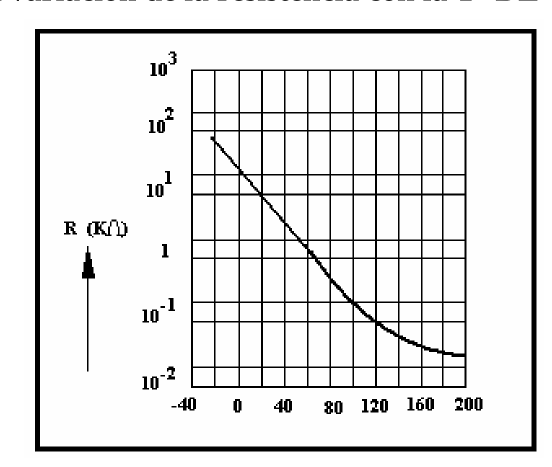
A medida que aumenta la corriente, la temperatura del termistor sobrepasa la temperatura ambiente y su resistencia disminuye, obteniéndose valores superiores de intensidad con menos tensión aplicada.

Para intensidades todavía mayores, la disminución de resistencia debida al calentamiento se convierte en el factor preponderante, es decir, todo aumento de corriente conduce a una disminución de tensión, hasta llegar a un equilibrio entre la potencia consumida y la potencia disipada.

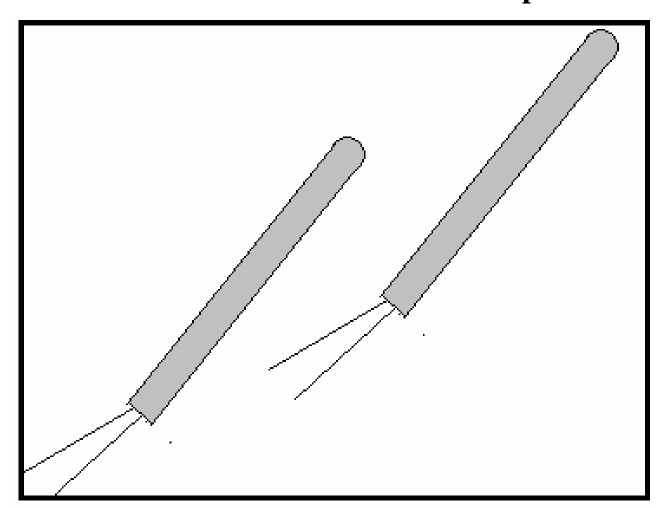
De lo anterior se desprende que las resistencias NTC no siguen la ley de Ohm ya que la característica tensión corriente no es rectilínea, salvo en su primera parte; ya que el cuociente R = V / I no permanece constante cuando varía la intensidad I.

Si se sigue aumentado la corriente, la resistencia tiende a aumentar nuevamente, aunque esta última zona de la característica (que no se representa en la figura anterior) no es utilizable debido a las altas temperaturas que representa y que termina por destruir con el tiempo el dispositivo. Cuando sean necesarias características no normalizadas, se podrá obtener la curva de variación de resistencia en función de la temperatura más conveniente, conectando resistencias del tipo común, en serie o en paralelo.

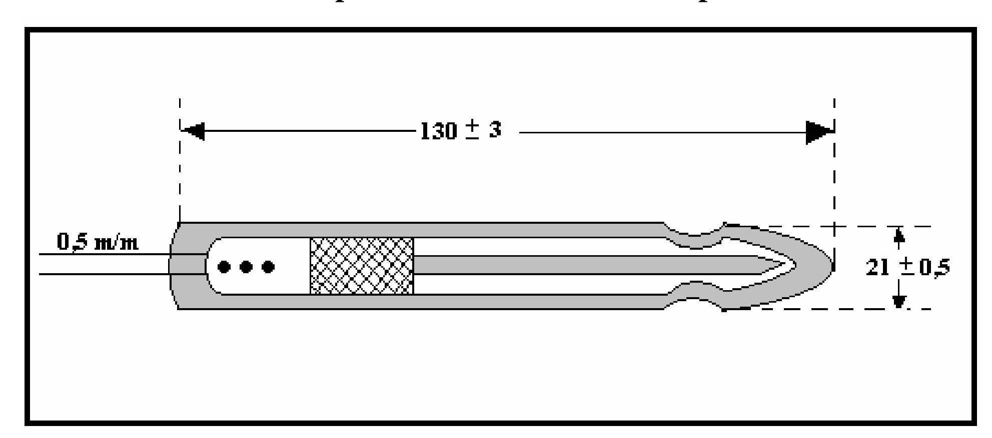
Curva de la variación de la resistencia con la Tº DE UN NTC.



Forma física de dos resistencias NTC tipo varilla



Dimensiones típicas en m/m de un NTC tipo varilla.



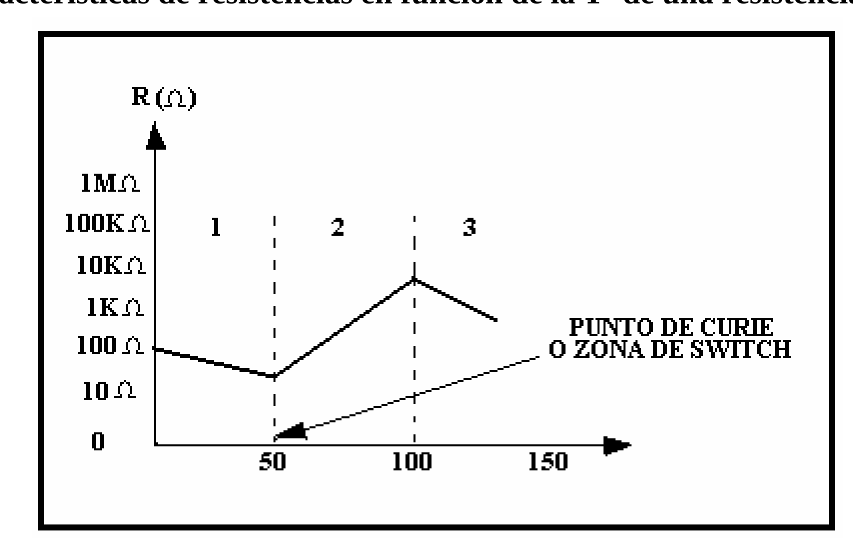
Resistencia o termistores PTC: Estas resistencias de coeficiente positivo de temperatura se fundamentan en que, por encima de una determinada t emperatura denominada punto de curie, ciertos materiales experimentan una variación o modificación de su estructura cristalina acompañada de otra de sus propiedades eléctricas. Por lo tanto, al revés de los termistores NTC, las resistencias PTC aumentan s u resistencia óhmica muy bruscamente al sobrepasar el punto de curie.

Las resistencias PTC se fabrican generalmente con titanato de bario (BATi 03) calentado en una atmósfera de oxígeno. Por medios aditivos se puede modificar el punto de transición del titanato de bario entre 20º y 100º C así como su coeficiente de temperatura, que puede alcanzar hasta +60% por grado de temperatura.

La zona de coeficiente positivo esta ubicada entre zonas levemente NTC, y en un rango de temperatura más alto en general que el NTC. El porcentaje de variación por grado centígrado es muy alto, como se observa en la tabla típica, tomada de una de las series de PTC Philips.

R. a 25º	R. a otras Tº	Tº switch	Coeficiente de Tº
50	60 100 100 1000	+80ºC	18% / ºC
40	95º 80 135º 10000	+110 ºC	15% / ºC
30	40º 90 100º 10000	+45 ºC	16% / ºC
50	20º 6, 3K 100º 20K	+25 ºC	19% / ºC

Características de resistencias en función de la Tº de una resistencia PTC.



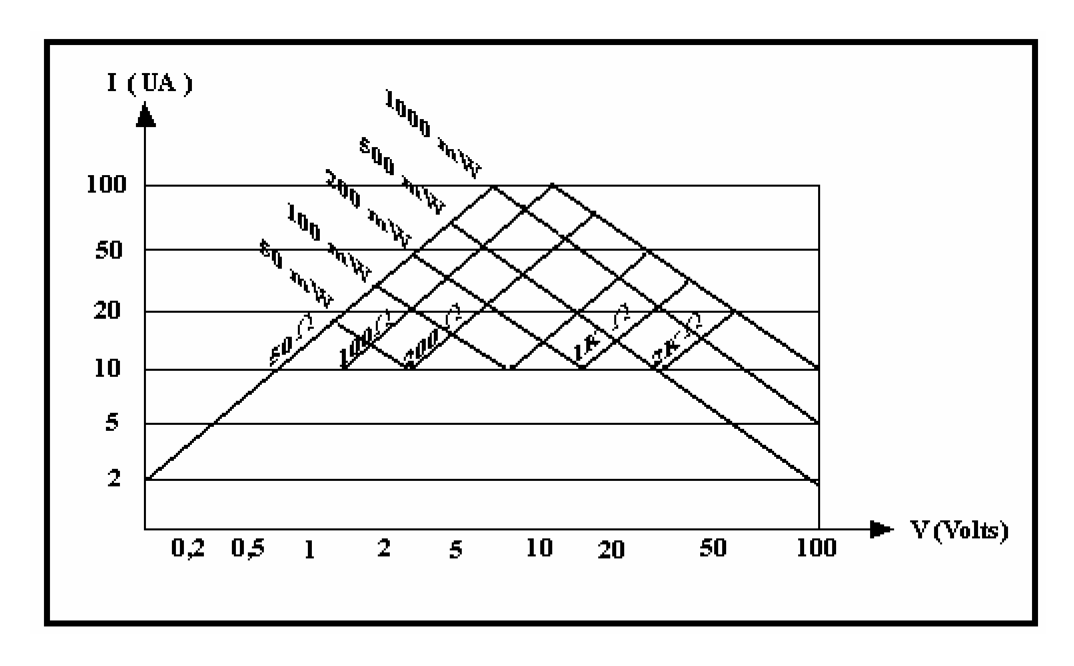
Zona 1 : Situada delante del punto de transformación (punto de curie). El coeficiente de Tº es ligeramente negativo.

Zona 2 : Muy estrecha en la que se tiene un lugar la modificación de la estructura cristalina. El coeficiente de Tº se hace netamente positivo y es la zona de utilización en donde se produce un fuerte incremento del valor de la resistencia para pequeños aumentos de la Tº.

Zona 3 : El coeficiente de temperatura se vuelve a hacer negativo.
Se denomina Tº de conmutación de un termistor PTC, a la Tº para la cual el valor de la resistencia óhmica es igual al doble de la que se tenía a 25ºC.

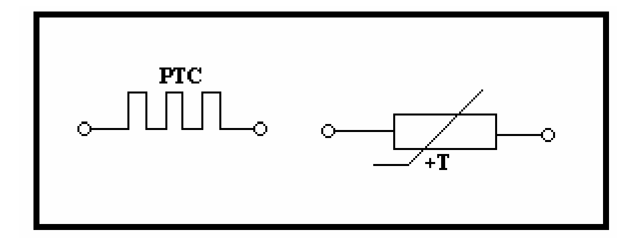
Usos del PTC : Medición y control de temperaturas, protección para sobrecargas, etc.
La figura siguiente muestra las características corriente / tensión que presenta una resistencia PTC con una Tº ambiente constante. Además, en esta se incluyen las líneas de potencia y resistencia.

Características / tensión / corriente (V – I) de un termistor PTC.



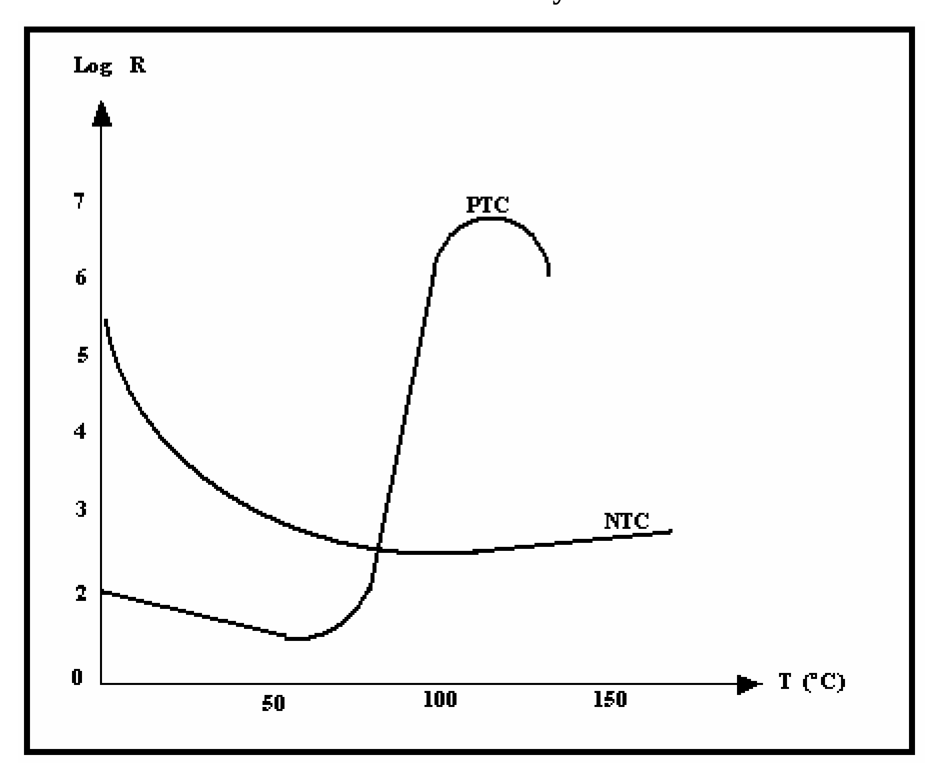
En la figura siguiente se representa el símbolo mediante el cual se puede representar una resistencia PTC.

Símbolo del PTC.



Si se hace una comparación entre las resistencias NTC y las PTC, se puede decir que la curva característica resistencia / temperatura de una res istencia PTC es mucho más compleja que la de una NTC. En la figura siguiente se puede apreciar el comportamiento general de ambas resistencias.

Comparación de las características resistencias en función de la Tº de una resistencia NTC y una PTC.



En la figura se aprecia que las resistencias PTC poseen un coeficiente de temperatura ligeramente negativo al comienzo, adquiriendo luego en forma brusca valores altos de resistencias con un coeficiente positivo (zona de utilización), para v olver a adquirir un coeficiente negativo a temperatura generalmente del orden de 120º a 150º. En cambio, las resistencias NTC conservan su característica de coeficiente negativo en todo el margen de Tº en que se utilizan.

Aplicaciones de los termistores: Cabe destacar que las aplicaciones de los termistores pueden clasificarse, en forma general, en dos grupos:

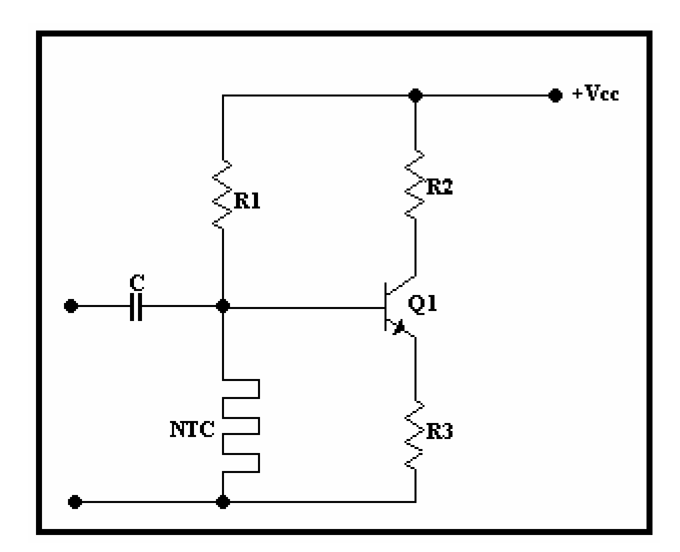
1) En donde las variaciones de resistencia del termistor están provocadas por las variaciones de la Tº y no por la corriente que la atraviesa.

2) En donde se supone que la Tº ambiente permanece constante y las variaciones de resistencia del termistor están provocadas unicamente por las variaciones de la intensidad de la corriente que circula a través de él. En otras palabras. El termistor experime nta un calentamiento según la corriente que circula a través de él, variando su resistencia de acuerdo a este calentamiento o temperatura adquirida.
Dentro de las aplicadas de los termistores están la determinación de pequeñas variaciones de Tº en el medio ambiente por medio de cambios de valores de la resistencia. Sus aplicaciones en meteorología , calefacción central, alarmas de incendios, investigación médica y hasta televisión, hacen uso de su principio de funcionamiento.

Otros usos diversos son:

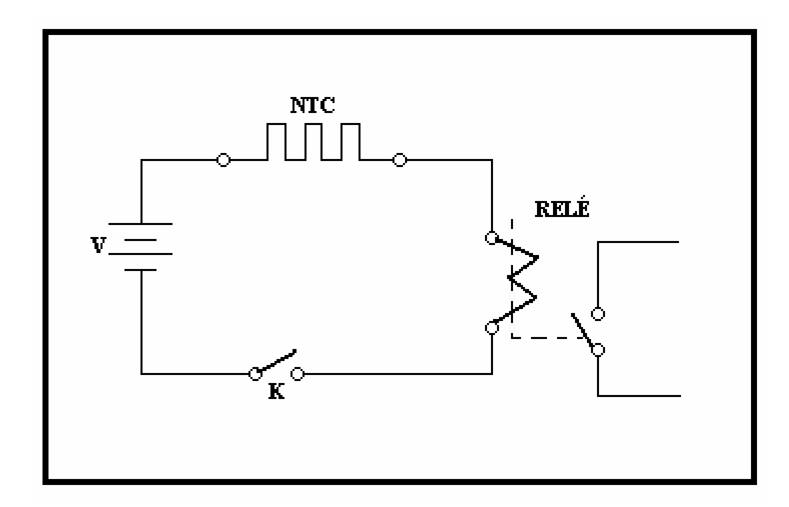
Compensación de Tº en transistores (figura siguiente). Al aumentar la Tº, la resistencia del NTC disminuye y con esto disminuyen VBE e IB, lo que compensa el aumento de Ico por temperatura, manteniéndose estable el punto de operación del transistor.

Compensación de la deriva térmica de los transistores.



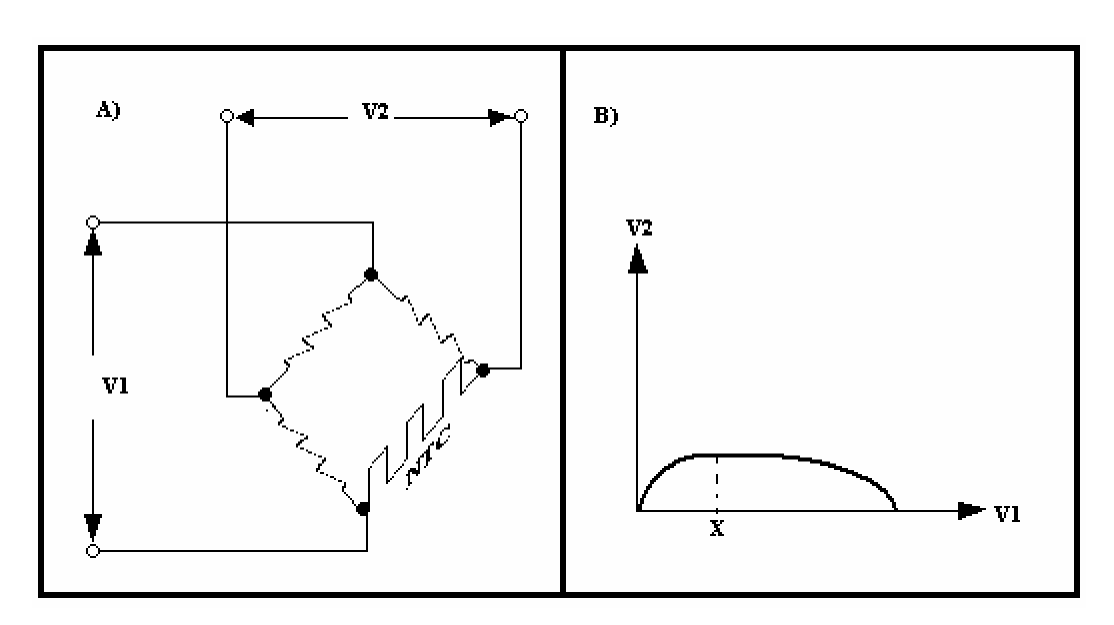
Temporización de relés (figura siguiente). Cuando se cierra el interruptor K, la fuente V hace correr una corriente circular que caldea progresivamente el termistor. La resistencia de este elemento disminuye, lo cual trae como consecuencia un crecimiento de la intensidad de corriente en el relé. Al cabo de un cierto tiempo esta intensidad se hace suficientemente grande para provocar la activación del relé.

Temporización de relés por medio de un NTC.



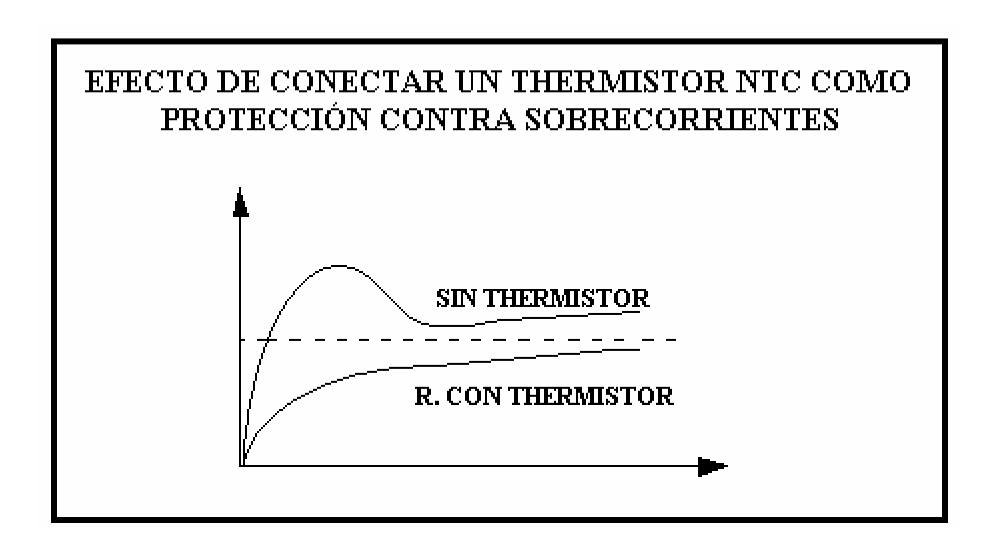
Regulación de tensión. Un dispositivo simplificado consiste en utilizar un puente que incorpora un termistor en uno de sus brazos. La curva de respuesta que se muestra en la misma figura anterior muestra que V2 es constante si V1 varía alrededor del valor X.

Regulación de tensión por medio de NTC.

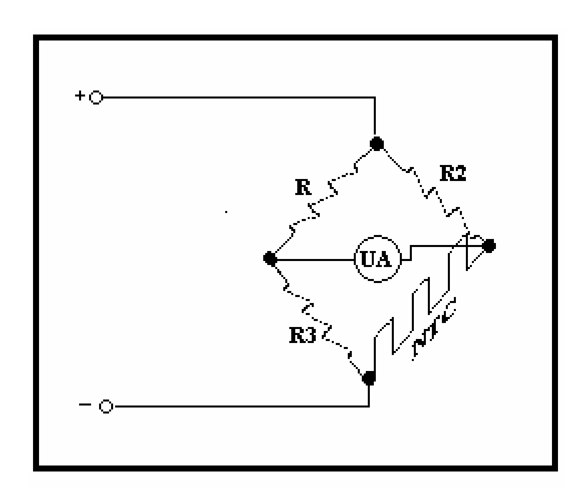


Medición de temperaturas. Con una fuente de tensión contínua pequeña, un puente de resistencia y un microamperímetro es posible obtener un termómetro económico (figura siguiente). Con esto es posible graduar un cuadrante auxiliar en el microamperímetro que de directamente en grados la Tº del lugar en que se coloque el termistor.
Con la ayuda de un termómetro se realiza el cuadrante, pero después basta el punto indicado para disponer de un nuevo termómetro.

Medición de temperatura utilizando un NTC.

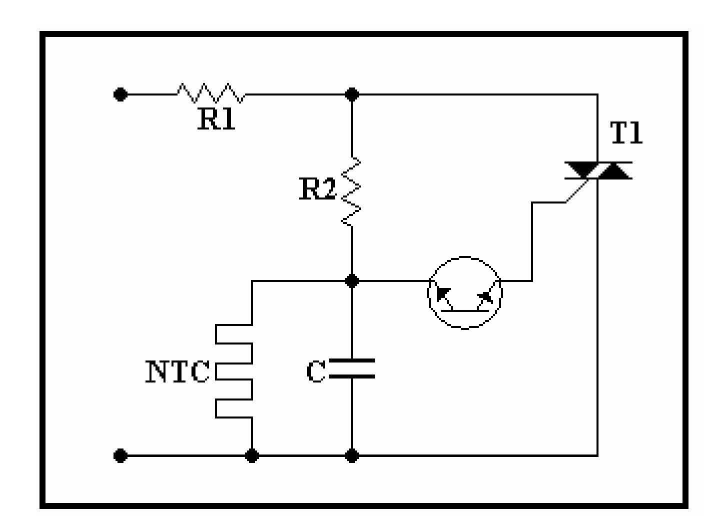


<u>Protección contra las sobre-corrientes.</u> Algunos circuitos presentan un pequeño valor óhmico de resistencia cuando se les aplica una tensión, pero adoptan un valor mucho más elevado en régimen permanente, como ocurre, por ejemplo, con los filamentos de caldeo de tubos y proyectores. En otras palabras, al conectar la tensión se produce en un circuito un peack de corriente alto que puede ser perjudicial en algunos casos.
Se puede suprimir esta sobre-corriente colocando un termistor en serie con el circuito. En frío, la resistencia del termistor es apreciable, disminuyendo a consecuencia del calentamiento por efecto Joule.
En estas condiciones la corriente en el conjunto crece progresivamente hasta su valor nominal.
Efecto de conectar un termistor NTC, como protección contra sobre corrientes.



Otras aplicaciones son: en dispositivos de protección de calentamiento excesivo, en motores eléctricos, máquinas de lavar, acondicionamiento de aire, indicación de nivel de líquidos, protección contra cortocircuitos, control de disparo de un triac en función de la Tº.

Control de disparo de un triac utilizando un NTC.



Además puede definirse un tercer grupo de aplicación de los termistores, en el cual la corriente que atraviesa el transistor es elevada y constante, pero la conductividad térmica del medio exterior varía.
En estas aplicaciones, la Tº del elemento, así como su resistencia, depende entonces de la facilidad de evacuación del calor almacenado. Como ejemplo se puede mencionar:

Medidores de vacío.- En los cuales la disposición térmica depende de la presión del gas.

Medidores de escapes.- La disposición térmica depende de la velocidad de paso de gas.

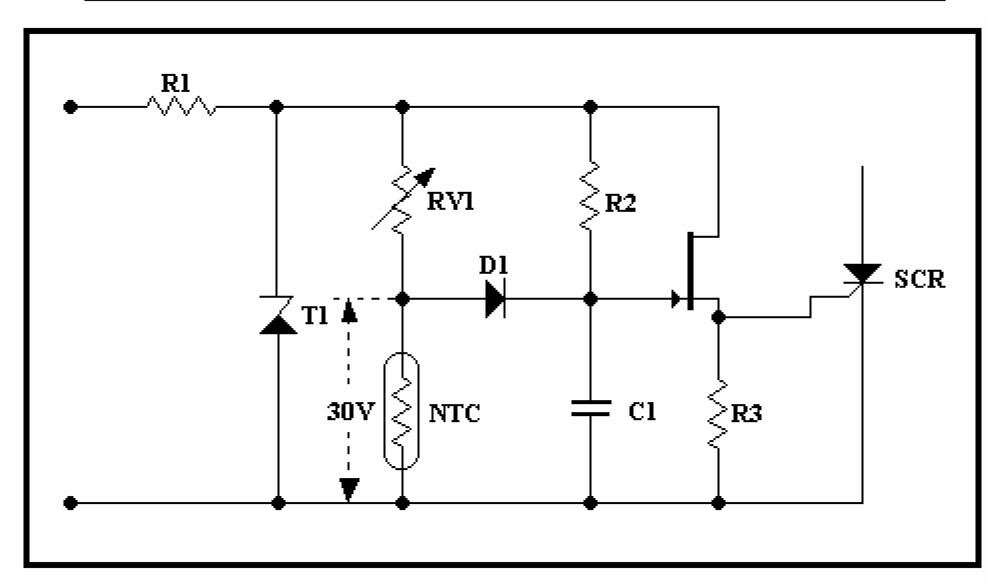
Medidores de nivel de líquido.- La disipación térmica varía bruscamente cuando el líquido hace contacto con el termistor, etc.

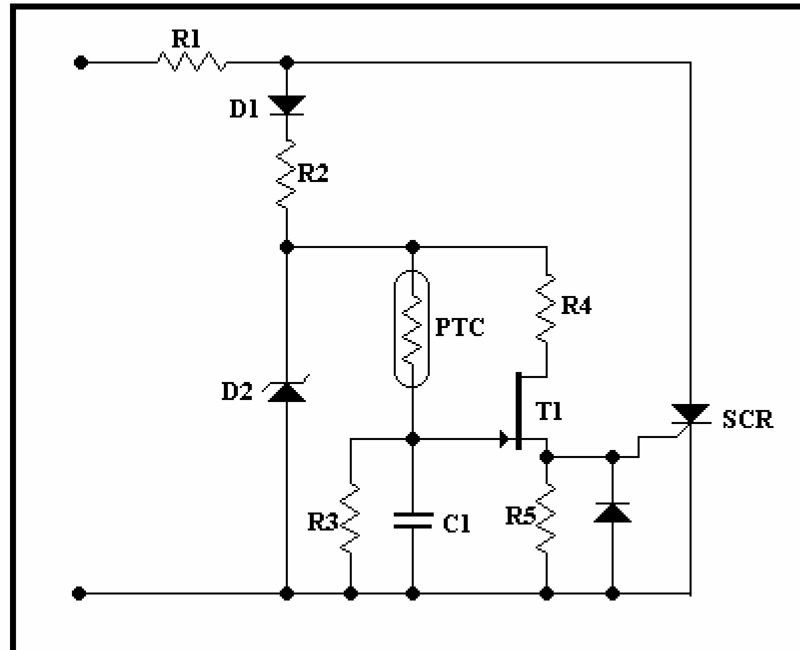
Conviene destacar, que tanto los NTC como los PTC tienen aplicaciones comunes según la disposición y diseño del circuito.
Para el ejemplo de los PTC, se deberán tener presentes las precauciones fundamentales:

1- No conectar a un termistor PTC tensiones superiores l voltaje máximo indicado para cada tipo en las correspondientes tablas de características.

2- No montar termistores PTC en serie con el fín de lograr mayores tensiones o potencia, ya que produciría la destrucción de aquel que se calentara más.

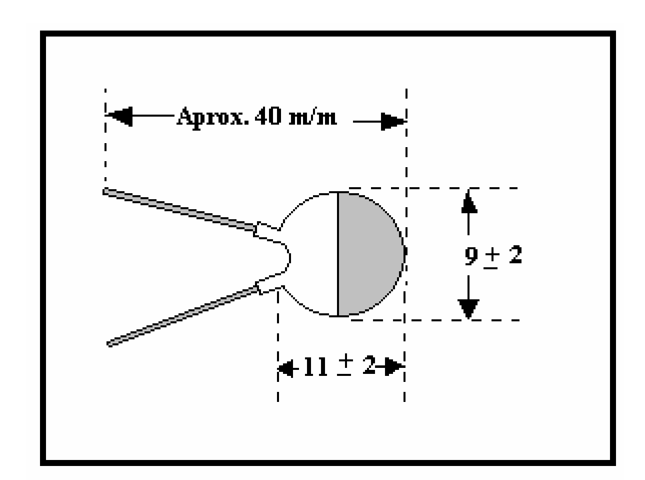
Circuito que permite dar mayor sensibilidad al control de la Tº .



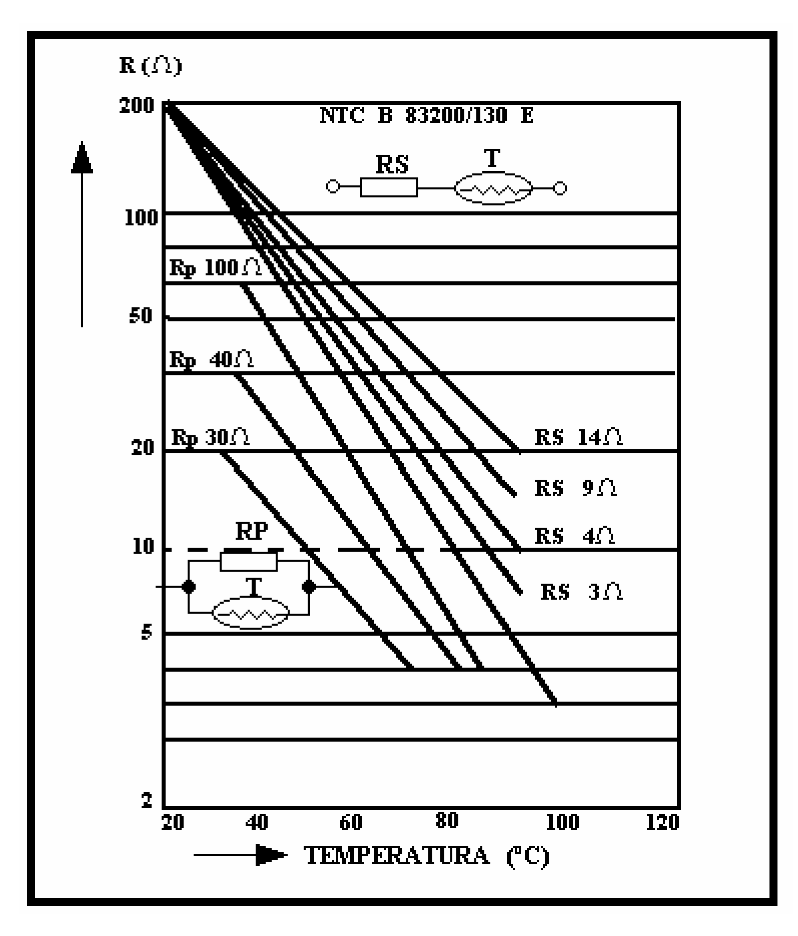


La figura anterior presenta un control de Tº que podrá actuar con el termistor ubicado en un lugar con Tº de 100 o más ºC. El funcionamiento del circuito y los procedimientos de diseño son similares al control con NTC.

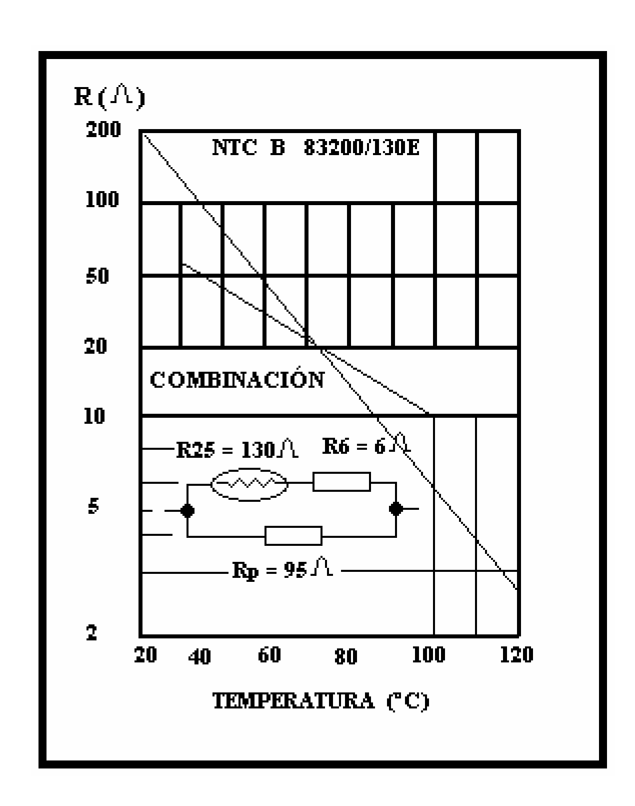
La figura siguiente muestra un tipo normal de resistenci a PTC.



Características de una NTC en función de la Tº en combinación con distintas resistencias en serie o en paralelo.

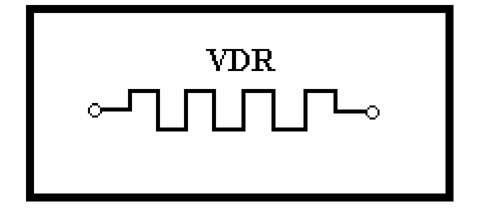


Características de una NTC en función de la Tº en combinación con una resistencia en serie y en paralelo, al mismo tiempo.



Resistencias VDR: Las resistencias VDR (Voltaje Dependent Resistor), como su nombre lo indica, son aquellas resistencias en que su valor óhmico depende en gran escala de la tensión aplicada en sus extremos. Estas resistencias cuyo valor óhmico decrece rápidamente cuando aumenta la tensión aplicada a sus bordes, también son conocidas como resistencias no lineales (RNL). De preferencia se utiliza el término VDR para no confundir con los NTC y PTC, que también son elementos no lineales. El símbolo de una resistencia dependiente del voltaje aplicado entre sus bordes se muestra en la figura siguiente.

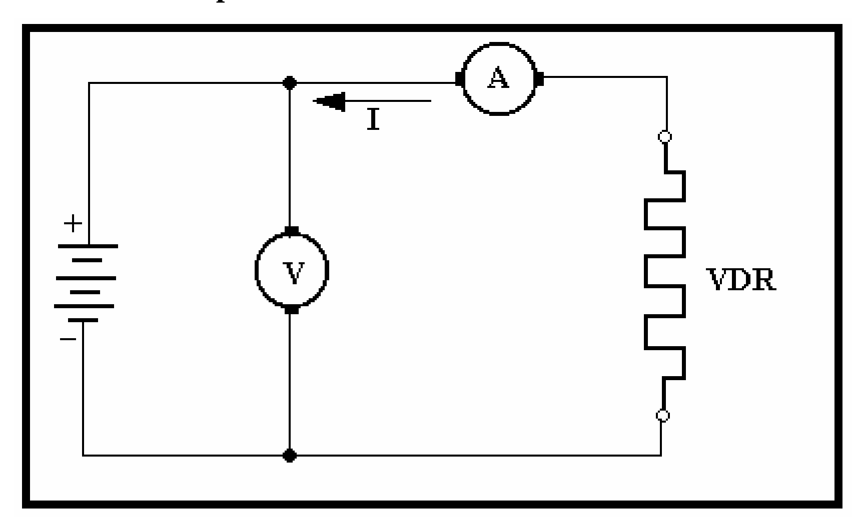
Símbolo de una VDR.



Estas resistencias están constituidas en base a un material semiconductor: el carburo de silicio. La relación que existe entre resistencia de contacto entre los cristales de carburo de silicio los cuales forman una red complicada de contactos resistivos en serie y en paralelo.
Para su construcción, el carburo de silicio se reduce a polvo, se aglomera mediante un aglutinante, a fin de obtener el material que forma el dispositivo en forma de disco o varilla, etc. y se cuece al horno a elevadas temperaturas (cercanas a 1000 ºC), durante un tiempo preciso, lo cual determina las características eléctricas finales.

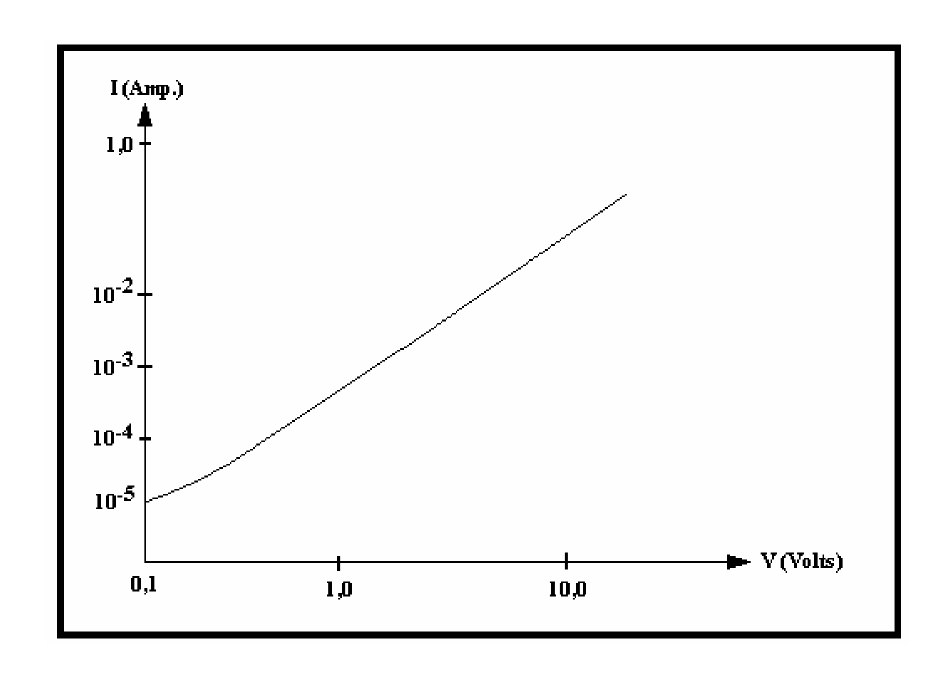
Los modelos se presentan en forma de discos, varillas o anillos, con salidas de dos conexiones.
La característica **TENSIÓN-CORRIENTE**, se puede obtener con la ayuda del circuito de la figura siguiente, haciendo crecer progresivamente la tensión V y anotando los valores correspondientes de la I.

Circuito utilizado para obtener las características V -I de una VDR.



La característica obtenida, tiene la forma de la curva representada, sobre una escala lineal o milimétrica, mostrada en la figura siguiente.

Característica V-I de un VDR o valor varistor.



Se aprecia claramente que esta característica no es una recta, ya que las resistencias VDR no siguen la ley de ohm , es decir, son elementos no lineales .
En corriente continua, la ecuación de la característica V -I de una resistencia VDR viene dada por la expresión:

$$\mathbf{V = K . I^{m}}$$

En donde:

V = Tensión en volts.
I = Corrientes en amperes.
K = Constante características del material.

El valor del exponente m, depende sólo de la naturaleza del elemento, y esta comprendida entre 0,1 y 0,5.
El coeficiente K depende:

-De la naturaleza del semiconductor.
-Dela forma y dimensiones del modelo.
-De la temperatura.

Su valor esta comprendido entre algunas decenas y varios millones en el sistema M.K.S.A.

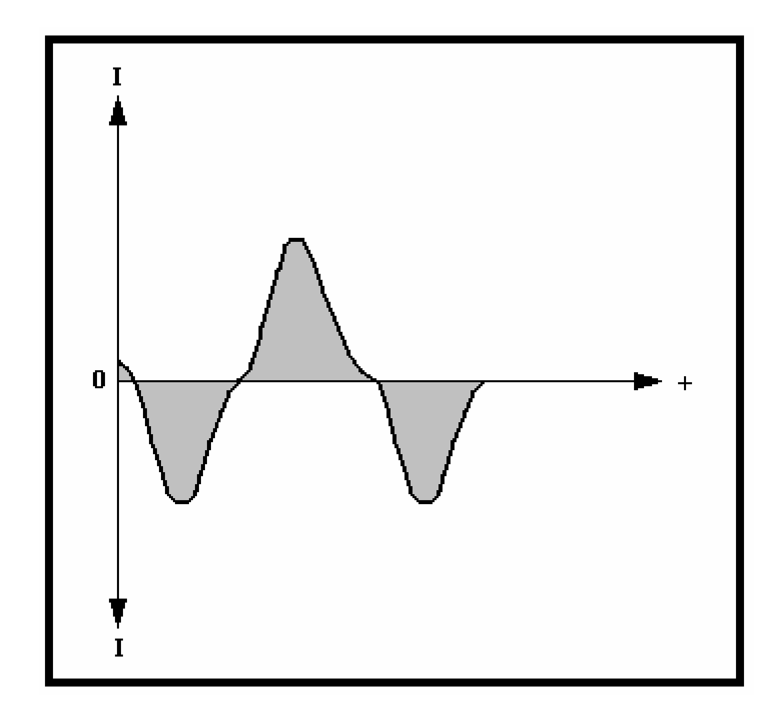
Influencia de la temperatura: Las variaciones de la resistencia con la temperatura de un elemento VDR, constituyen un elemento parásito, cuyos efectos se desea eliminar. Para ello se sigue uno de los siguientes procedimientos:

a) Hacer funcionar la resistencia VDR en condiciones tales que no se produzca un calentamiento notable por efecto JOULE.

b) Eligiendo un material de "pequeño" coeficiente de temperatura.

Cuando una resistencia VDR trabaja en corriente alterna, y se le aplica una tensión sinusoidal, la corriente resultante no será ya sinusoidal, debido a las características no lineales de tensión que poseen estas corrientes.

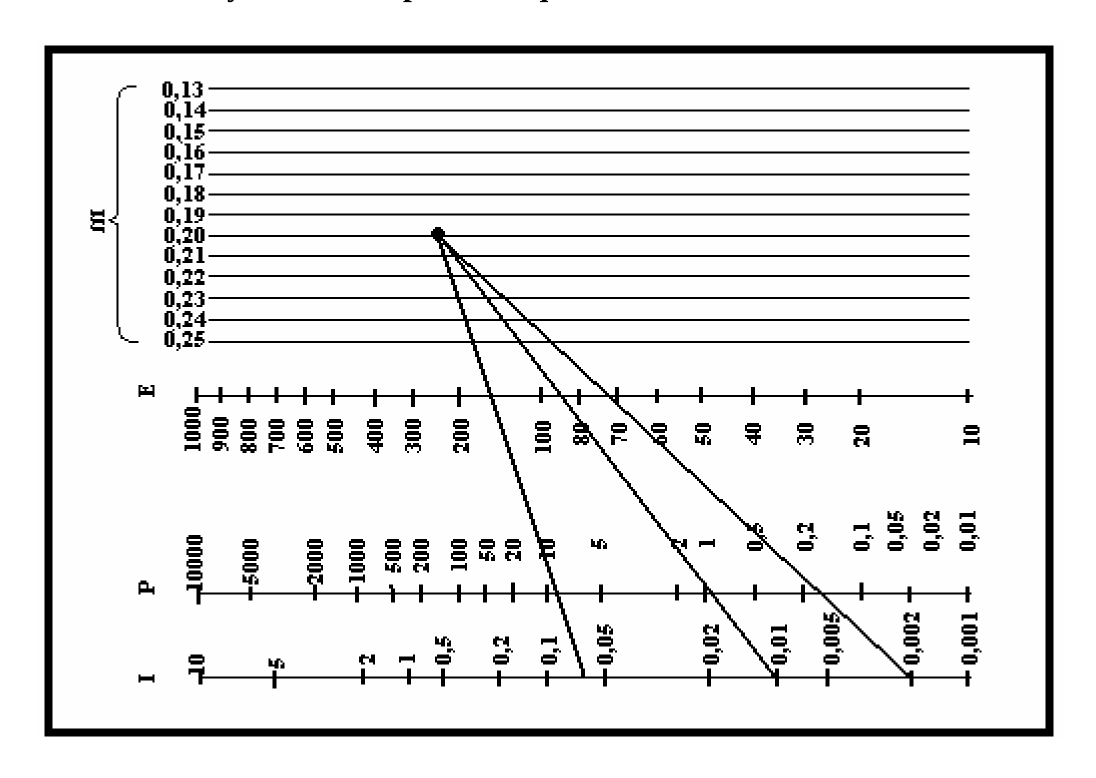
Corriente en función del tiempo si se aplica una tensión sinusoidal a una resistencia VDR.



Análogamente si una resistencia VDR es atravesada por una corriente sinusoidal, la tensión que aparecerá en los extremos de dicho elemento no será sinusoidal, sino que estará formada al igual que en el caso anterior.

La formula **V= K · Im** que define la relación entre la tensión y la corriente en una resistencia VDR, requiere de complicados cálculos con exponentes fraccionarios. Para evitar tales cálculos, se emplea un procedimiento gráfico para obtener de manera rápid a y sin complejidades las correspondencias entre tensión y corriente, en cualquier resistencia VDR, conociendo previamente su constante m· . Para dicho procedimiento se emplea el gráfico mostrado en la figura siguiente.

Ábaco que da la relación entre V – I, disipación de potencia y valor de m para cualquier resistencia VDR.



Para compresión, analicemos el ejemplo siguiente: Supongamos que tenemos una resistencia VDR cuya constante "m" es 0,20, a la cual le aplicamos una tensión de 100V, Y observamos que circula una corriente de 10mA (0,01a. Con estos tres datos sé traza la recta AB sobre el gráfico de la figura Nº 20, uniendo el valor 0,01 A de la columna que corresponde a la corriente, con el valor 100V de la columna qu e corresponde a la tensión, y prolongando esta recta hasta que corte la vertical corriente al valor de "m" (8,20) en el punto marcado B.

Una vez trazada esta recta, podremos conocer exactamente el comportamiento de la resistencia VDR en estudio para cual quier otra tensión aplicada. Así, por ejemplo, si aplicamos 150V a esta resistencia, vemos que uniendo mediante una recta dicho punto B con el valor 150V de la columna correspondiente a la tensión y prolongando esta recta hasta que intercepte a la columna correspondiente a la corriente, nos dará sobre ella una intensidad de 0,075A (75 mA). Es decir, por la resistencia VDR circular
75 mA Cuando aplicamos sobre ella una tensión de 150V.
Análogamente, si aplicamos 70V a esta resistencia, obtendremos que c ircularán 0,0016A (1,6mA)
Este gráfico permite, además, conocer al mismo tiempo la potencia absorbida por la resistencia VDR en cada caso.
Para ello debemos leer el valor correspondiente intersección de la recta trazada, con la columna correspondiente a la potencia (P) Las resistencias VDR pueden ser conectadas en serie o en paralelo.

Conectadas en serie el valor K de la ecuación puede ser aumentado a voluntad ya que su valor total es igual a nK, en donde n es el número de elemento VDR colocados en serie. Cuando se conectan en paralelo, el valor de K es poco afectado y solamente aumentará proporcionalmente la corriente absorbida por el conjunto en relación al número de elementos puestos en paralelo. Cabe señalar, no obstante, que por ningún motivo se debe conectar en paralelo resistencias VDR con el propósito de obtener una mayor potencia, ya que algunas de estas podrían destruirse.
Las aplicaciones de las resistencias VDR son muy diversas. Por ejemplo, se emplean para conseguir sencillos circuitos de estabilización en equipos industriales y de televisión, y como supresores de chispas para la protección de los contactos de un relé.

Estabilización de tensión.-

Si V1 aumenta, la VDR se hace más conductora y se opone al crecimiento de V2. Lo mismo ocurre si V1 disminuye.

Estabilización de tensión mediante VDR.

Protección contra sobretensiones.-

Al abrir o cerrar un circuito inductivo se produce una sobretensión:

$$L = \frac{I}{L}$$

Esta sobretensión se puede reducir conectando una resistencia VDR en paralelo con la inductancia. En régimen normal la tensión en bornes de la resistencia VDR es pequeña y ésta ofrece una resistencia elevada, y, por consiguiente consume muy poco. Por el contrario, cualquier sobretensión hace disminuir el valor de la resistencia y el elemento tiende a comportarse como una derivación.

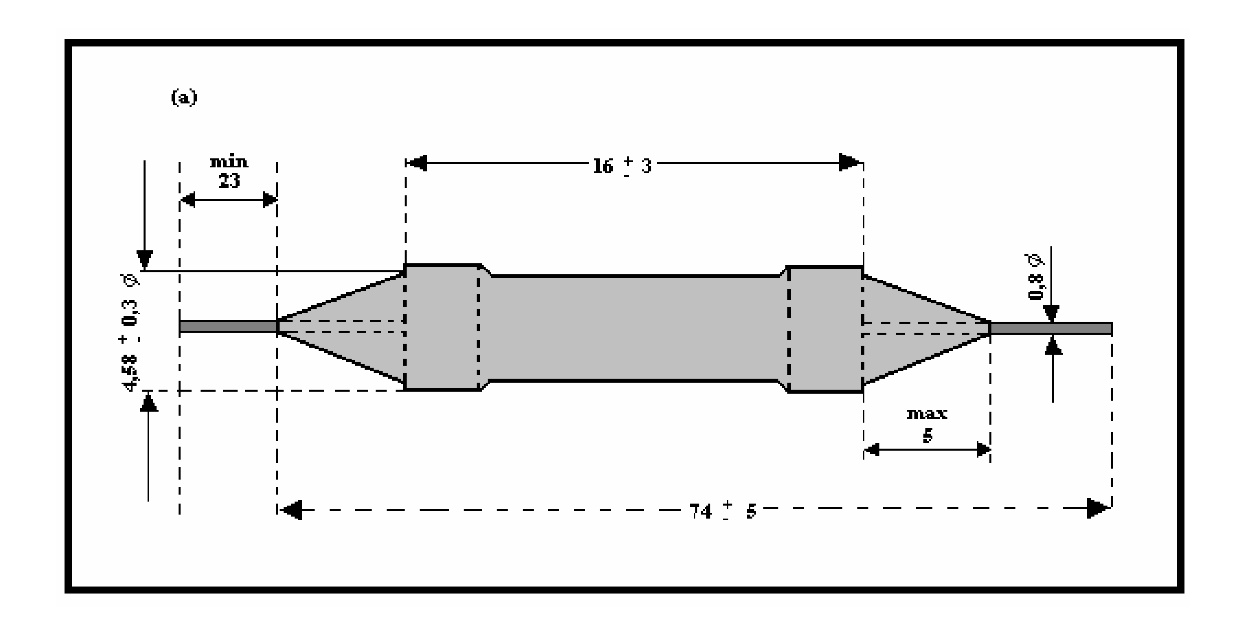
Ampliación de una escala de amperímetro. -

Algunas veces es necesario hacer más sensibles las variaciones de la corriente con la tensión, con el fin de obtener una escala de lectura ampliada en un cierto margen.

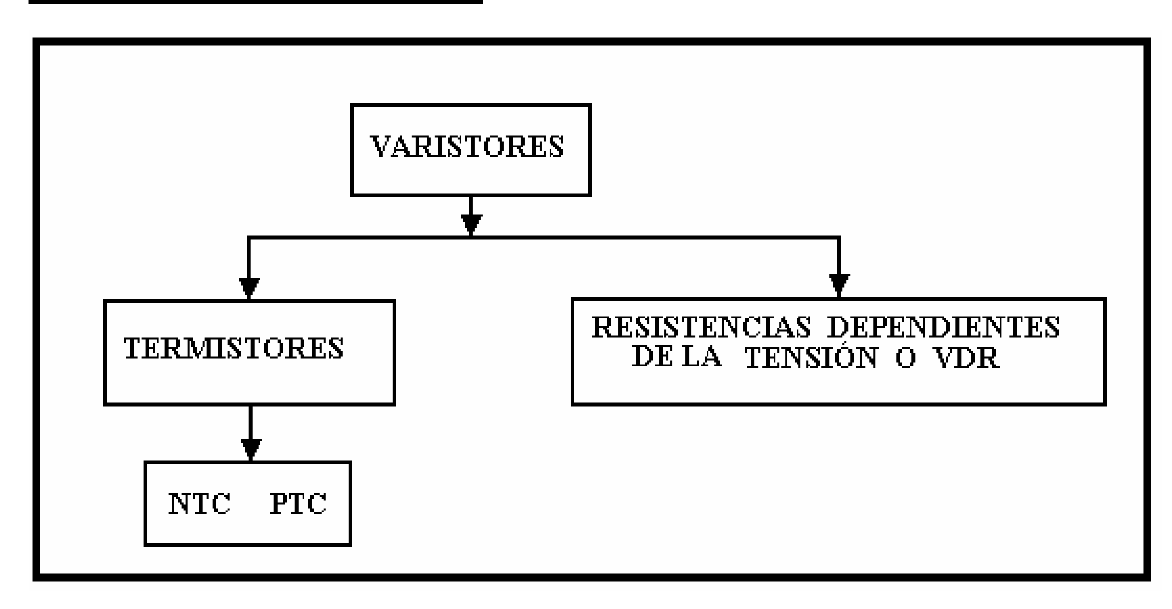
Este efecto se consigue fácilmente conectando una resistencia VDR en serie con el amperímetro.

Como otras aplicaciones, se puede citar: su empleo en los pararrayos; en la protección de los transformadores de salida de video; en los compresores y expansores de contraste; en el reparto de tensiones inversas de diodos en serie, etc.

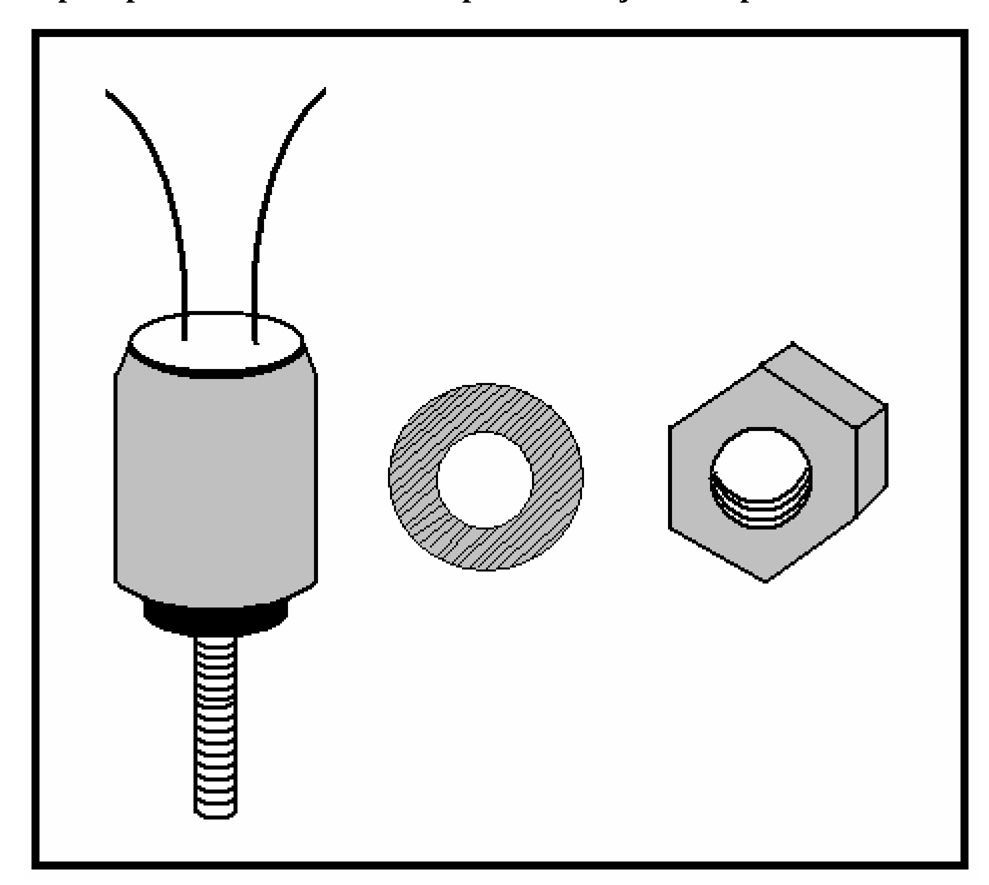
La figura siguiente muestra como se presenta físicamente un VDR del tipo normal de varilla.



Cuadro resumen de clasificación.-

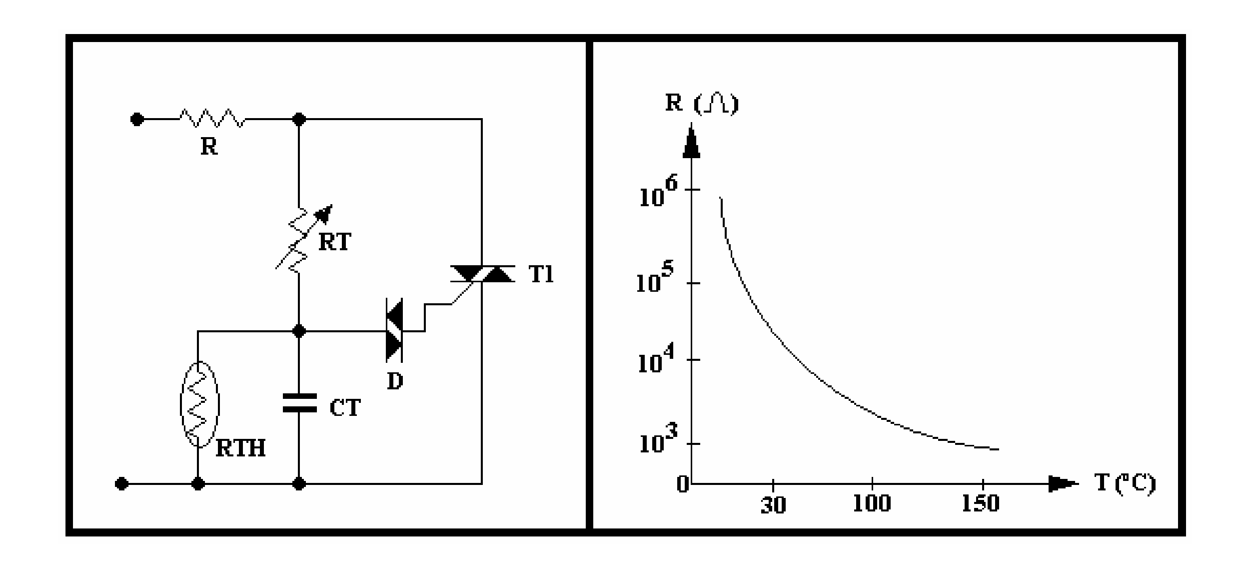


Tipo especial de termistor NTC para montaje en disipador térmico.



CONTROL DE DISPARO DE UN TRIAC EN FUNCIÓN DE LA TEMPERATURA

Un circuito básico de control de temperatura puede realizarse con triac y diac, pero atendiendo a que el voltaje máximo que deberá soportar el thermistor será del orden de los 30V (voltaje de ruptura del diac). Solo thermistores de alto valor de resistencia toleran esa tensión.



El thermistor de 470 K (25º) tolera bien un voltaje de 3 0V. Si se desea que el triac comience a funcionar a los 40ºC, el valor de RTh (40º) = 220 K y bastará un potenciometro de 500 K para ajustar la cantidad de potencia proporcionada al calentador.

CIRCUITOS PERFECCIONADOS.-

a) Ramp and Pedestal.-

Para dar mayor sensiblilidad al control de temperatura se puede utilizar la configuración siguiente.

FIG. A

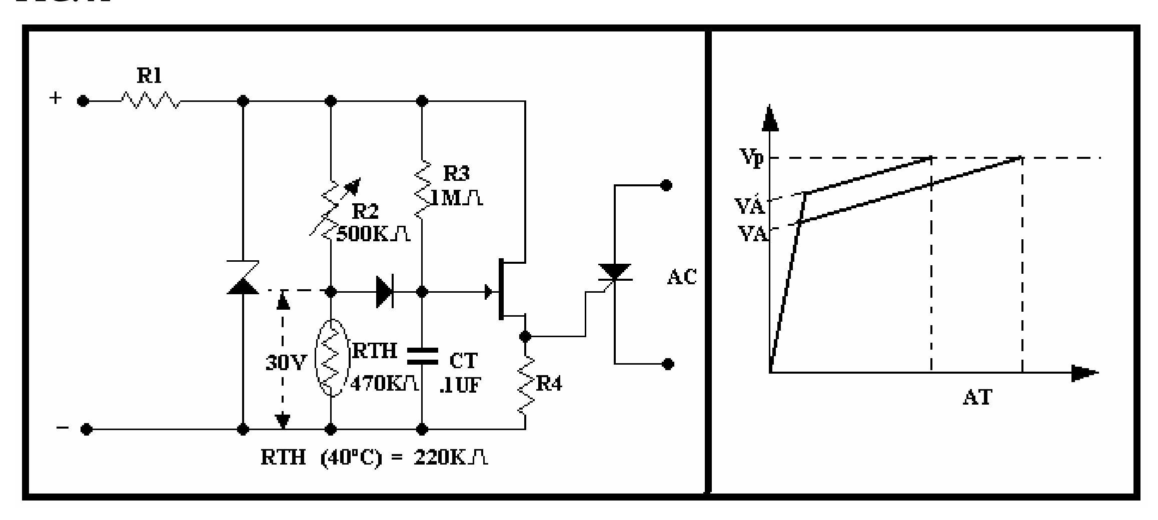
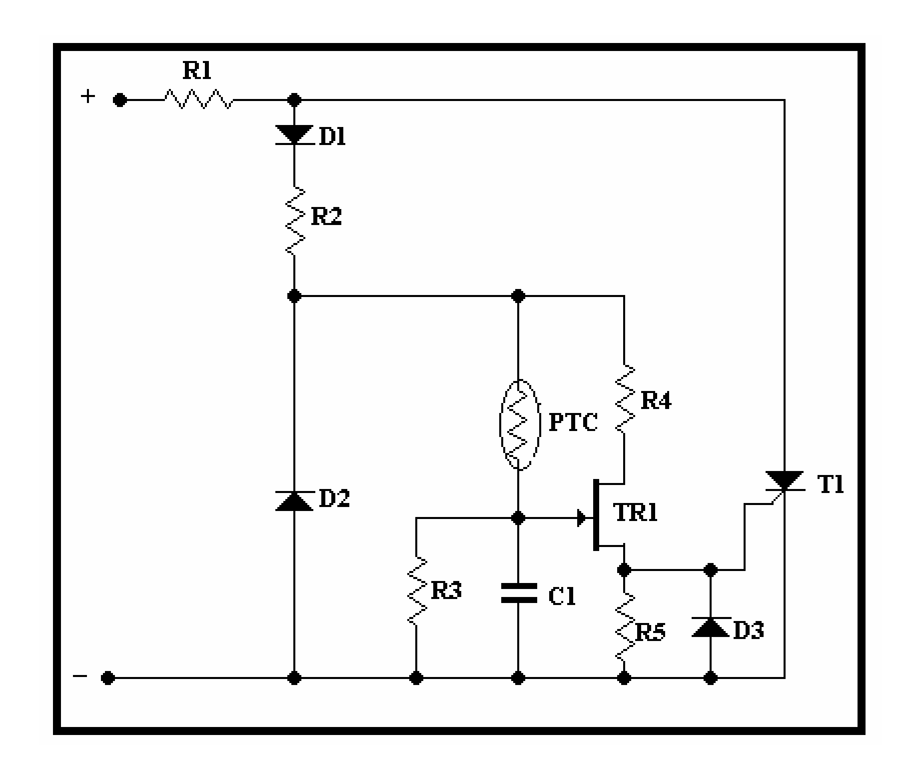


FIG. B



Las figuras anteriores (A y B) presentan un control de temperatura que podrá actuar con el thermistor ubicado en un lugar con temperaturas de 100 ó más ºC.

El funcionamiento del circuito y los procedimientos de diseño son similares al control con NTC.

Para comprender este circuito ayuda aplicar valores numéricos. Supongamos Vz = 20V, Vp = 12V; RTh a la temperatura de control = 2K; VD = 0,5 V.

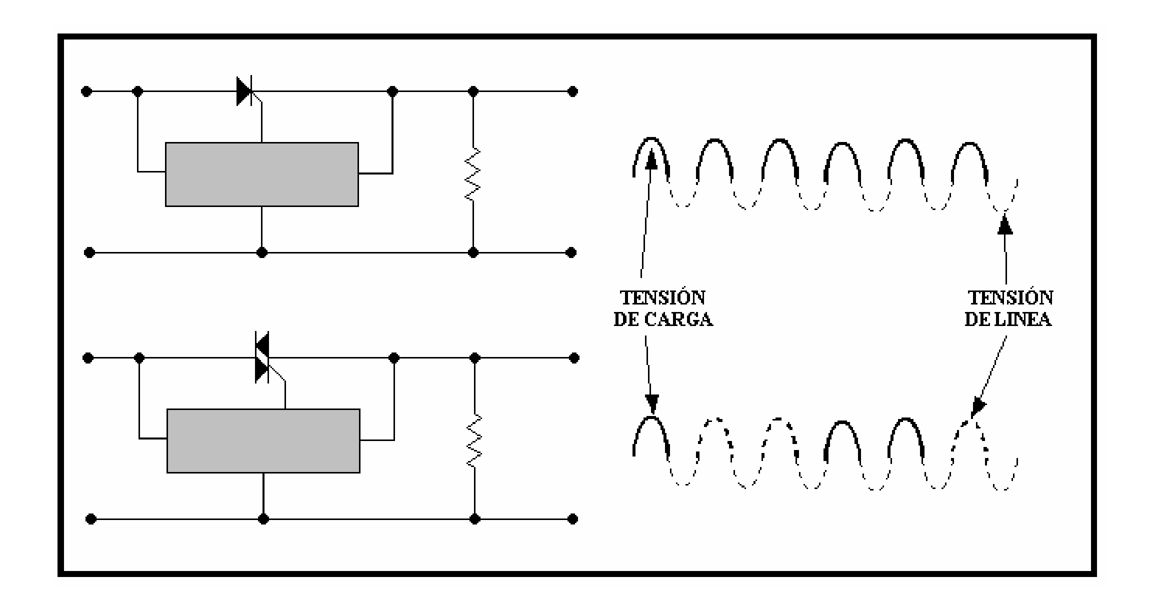
Si se coloca R2 = 1,25K el voltaje en el punto A es 12V apenas el voltaje del diodo zener llega a los 20V.

El condensador es cargado casi instantáneamente a través del diodo VD a un voltaje igual a (VA-VD) = (12 – 0,5) = 11,5V. Este es el pedestal de la figura gráfica que lo acompaña (gráfico de la figura A).

Si disminuye la temperatura aumenta RTh y por lo tanto sube la tensión del punto A. El pedestal llega hasta el valor VA. La rampa se desplaza hacia la línea de segmento de la figura gráfica y aunque la variación de RTh fue pequeña, la variación de 6ºC en el ángulo de conducción es amplia, obteniéndose así un sumamente sensible
(Con R = 1M Y C = 1U f una variación de 1ºC produce una variación de 6ºC en el ángulo de conducción. Para ajustar el CONTROL de temperatura al valor exacto deseado, es corriente usar un potenciometro en lugar de R2.

b) Zero switching o conmutación a tensión cero: El control por desfasaje en el encendido del tiristor produce una forma de onda que equivale a la suma de innumerables armónicas, las que generan fuente interferencias en las radiocomunicaciones. Solucionar esto exigiría costosos circuitos de filtro; Pero es posible un diseño que elimine en gran parte el problema.

Conmutación a tensión cero: La potencia a una carga de CA puede controlarse conmutando semiciclos completos o números enteros de ciclos completos de la potencia de CA que va a la carga. Este tipo de control de conoce comúnmente como control por ciclos integrados o por conmutación a tensión cero. La figura siguiente muestra la relación existente entre las tensiones de línea y la carga para circuitos de control de potencia con SCR (media onda) y triac (onda completa) que emplea esta técnica de control asociado a los circuitos de control de fase es reducido considerablemente e incluso eliminado, por que la conmutación del tiristor se produce en los puntos de 0 a 180º (tensión cero), o cerca de ellos, de la tensión de línea de CA.
Circuito de control de potencia de ciclo integral a tiristor.



En los controles de conmutación a tensión cero, solo se entregan a la carga dos niveles de potencia de entrada. La carga recibe potencia completa durante el periodo de tiempo y potencia cero durante otro periodo. Por lo tanto, la potencia promedio entregada al elemento de consumo depende de la relación entre el intervalo en que se entrega toda la potencia y el intervalo en que no se entrega potencia.

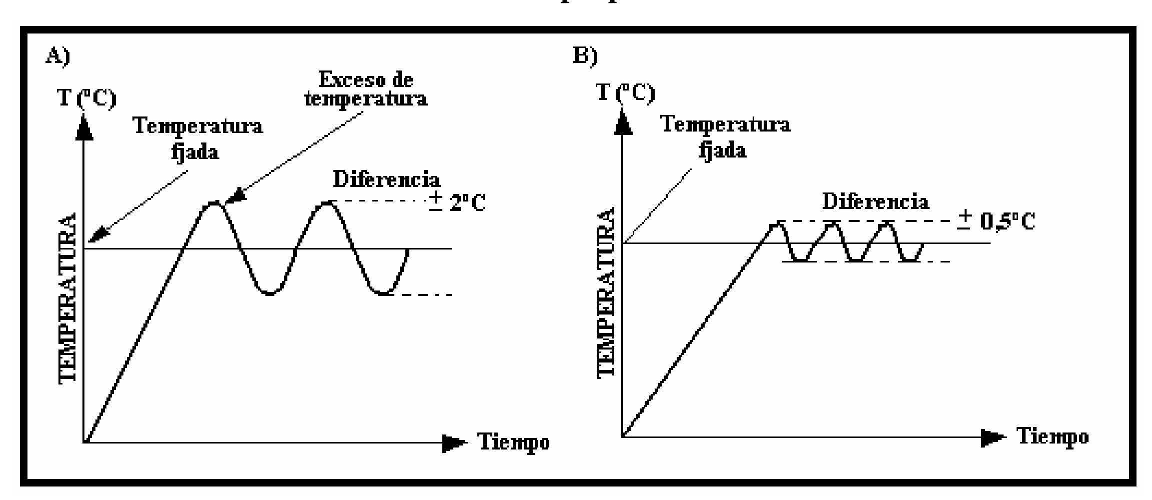
En los sistemas de control de potencia de estado sólido que emp lean técnicas de control
A tensión cero, son posible dos modos de funcionamiento. La variable controlable (por ejemplo la temperatura en un sistema de control de calor) puede detectarse y usarse para conectar y desconectar la potencia. Como el elemento de control de potencia es un dispositivo de estado sólido y, por lo tanto, no posee mecanismo desgastables, la diferencia en la variable de control que la conmutación puede ser muy pequeña, lográndose un control exacto.

La figura anterior ilustra las curvas de respuesta de un sistema de calefacción que posee este tipo de control.





Curvas características de (a) sistemas de conexión -desconexión y (b) sistema de control proporcional.



En los sistemas de control con constante de tiempo grandes, como es un siste ma de calefacción domestico los controles de conexión -desconexión del tipo descrito anteriormente puede lograr una mejor regulación utilizando un método de control conocido como control proporcional por ciclos integrales.

Las excursiones de potencia resul tantes de los controles de conexión -desconexión se reducen considerablemente como se muestra en la figura anterior B, utilizando el control proporcional por ciclos integrales con conmutación sincrónica.

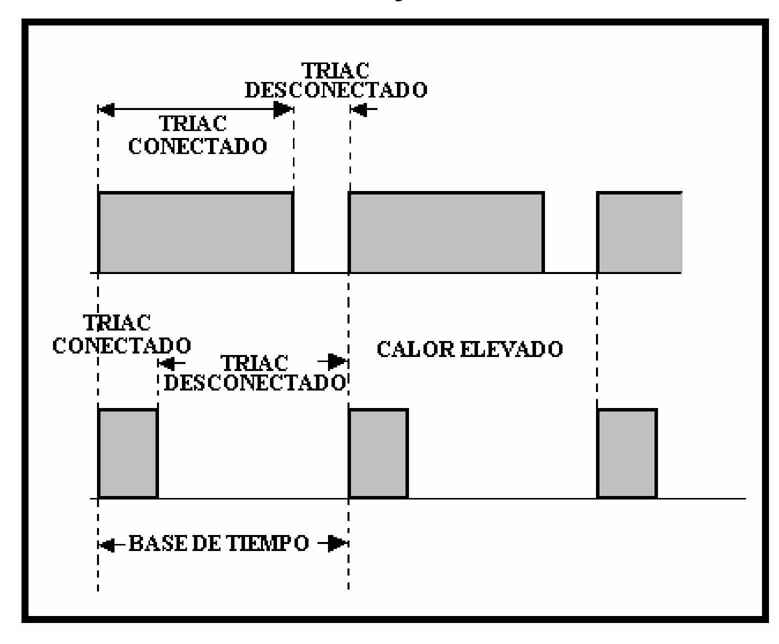
En este control, se elige una base de tiempo de con ducción del tiristor dentro de la base de tiempo. La relación de los tiempos de conexión -desconexión del tiristor durante este intervalo depende de la cantidad de potencia entregada a la carga que se requiere para mantener un nivel promedio predeterminado para el sistema.

A medida que se aproxima a la carga (es decir, se reduce el ciclo de trabajo) Este tipo de control se elige generalmente para los sistemas de calefacción.

La figura siguiente muestra la relación de conducción y no -conducción del triac.

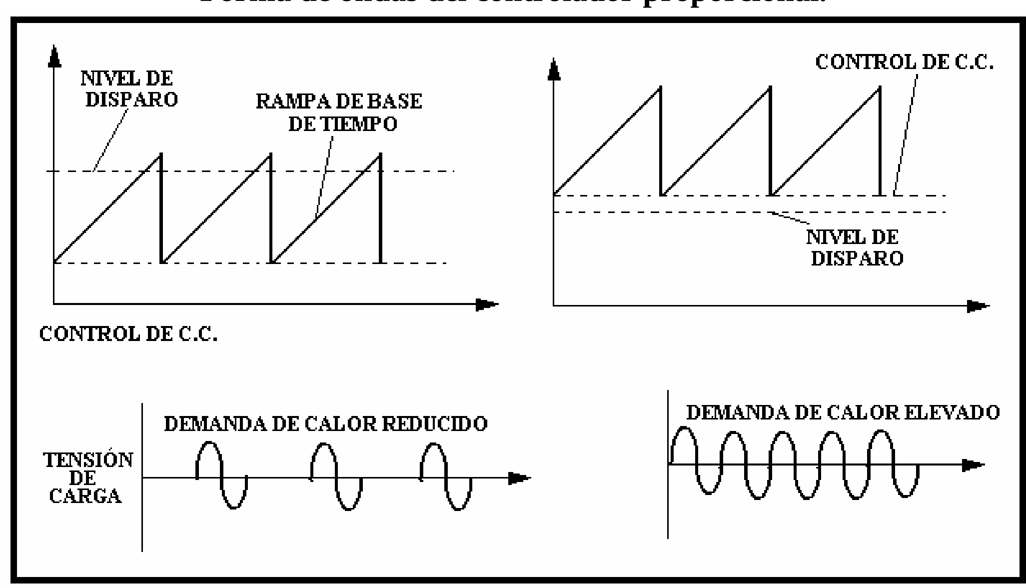
Dentro del periodo de tiempo, el tiempo de conducción varía por un número entero de ciclos desde la conducción completa a un solo ciclo de tensión de entrada.

Ciclo de trabajo de un triac.



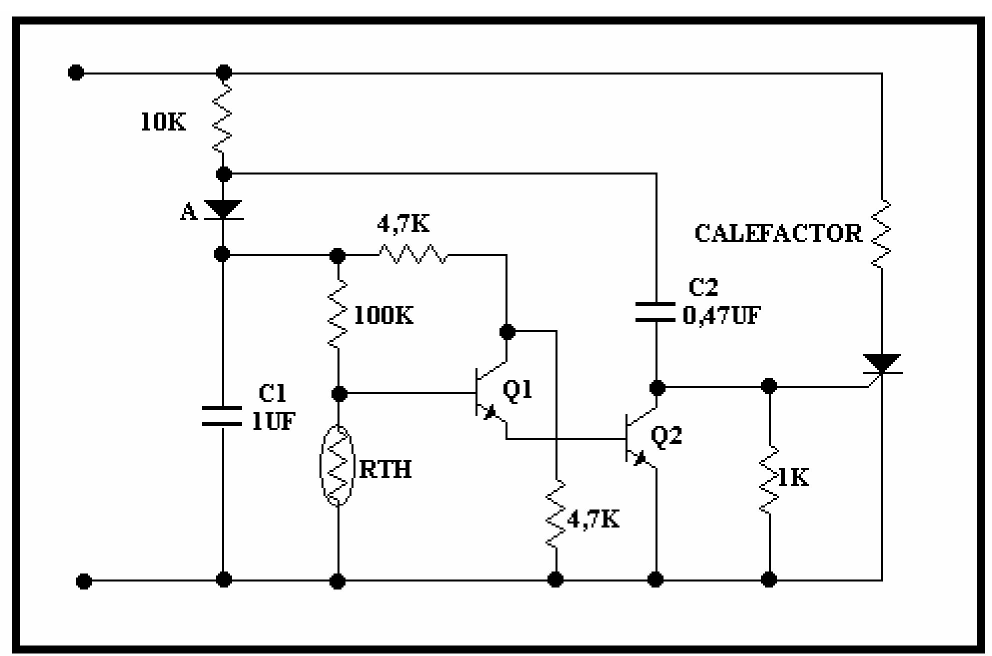
Un método para lograr el control proporcional por ciclos integrales consiste en usar una señal de un generador de diente de sierra, la que establece el periodo o base de tiempo del sistema. La señal de control de CC se obtiene de la salida de la red sensora de temperatura. El principio se ilustra en la figura siguiente. Al aumentar la tensión diente de sierra, se llega a un nivel en que se aplica potencia a los elementos calefactores. A medida que varía de conformidad y cambia el intervalo de tiempo en que se aplica potencia a los elementos calefactores dentro del tiempo establecido.

Forma de ondas del controlador proporcional.



Cuando la demanda de calor es alta, la señal de control de CC es alta y se suministra potencia elevada en forma contínua a los elementos calefactores.
Cuando la demanda de calor se ha satisfecho completamente, la señal de control de CC es baja y se suministra potencia reducida a los elementos calefactores. Generalmente un sistema que emplea este principio, funciona de manera contínua en un punto situado en tre máximo y mínimo para satisfacer la demanda de calor.

<u>Técnicas de disparo</u>: Un circuito simple de encendido por el método de Zero Switching es el siguiente:



El punto formado por el thermistor, el potenciómetro de 100K y las dos resis tencia de 7,7K tendrán en corte o conducción el transistor Q1, y este a su vez pondrá en corte o saturación a Q2. La variación del thermistor con la temperatura determina por lo tanto el corte o saturación de Q2.

Con Q2 en saturación no hay disparo del ti ristor porque el gate queda cortocircuitado con el cátodo; con Q2 en corte hay disparo en el comienzo del ciclo positivo, ya que es aplicada la tensión de la línea al gate a través del condensador C2. Al aumentar la tensión de la linea, el voltaje del condensador C1, el punto A queda sujeto al valor (VC1 + 0,5V), por lo que solo es posible el disparo en el comienzo del ciclo, minimizando la interferencia (RFI).

Para facilitar el encendido de los tiristores con este método del zero switching, se han producido circuitos integrados. El análisis de uno de estos circuitos integrados se hace a continuación.

Interruptor de tensión cero en circuito integrado .-

El interruptor de tensión cero RCA= CA3059, es un circuito integrado monolítico usado principalmente como circuito de disparo para el control de tiristores.
El circuito de etapas múltiples emplea un limitador diodico, un detector de umbral, un amplificador diferencial y un excitador de salida darlington para proporcionar la acción de interrupción básica.
La tensión la alimentación interna. Brinda soluciones originales a numerosos problemas de aplicación. Una característica importante del CA3059 es que los pulsos de disparo desarrollados por este circuito pueden aplicarse directamente a la compuerta de un rectificador controlado de silicio (SCR) o a un triac. Un circuito de protección interno impide que estos pulsos se apliquen del interruptor sea abierto o cortocircuitado inadvertidamente.

Funcionamiento del circuito .-

La figura posterior a la siguiente muestra un diagrama en bloques funcionales del interruptor de tensión cero en circuito integrado CA3059. Cualquier triac que sea excitado directamente desde el terminal de salida de este circuito debe estar caracterizado para funcionar en los modos de disparos I (+) ó III (+), es decir, con corrientes positivas de compuerta (la corriente hacia la compuerta con ambas polaridades de la tensión de CA aplicada).
La etapa limitadora del CA3059 recorta la tensión de línea de CA entrante etapa limitadora del CA3059 recorta la tensión delinea de CA entrante hasta 8V positivos y negativos aproximadamente.
Esta señal es aplicada luego al detector de cruce de tensión cero, el cual genera un pulso de salida durante cada pasaje de la tensión de línea a través de cero. La salida del limitador también se aplica a un diodo rectificador externo que comprende la fuente de alimentación. Esta fuente proporciona aproximadamente 6Vcc a las otras etapas del CA3059. El amplificador sensor de conexión – desconexión es básicamente un comparador diferencial.

FIG. A

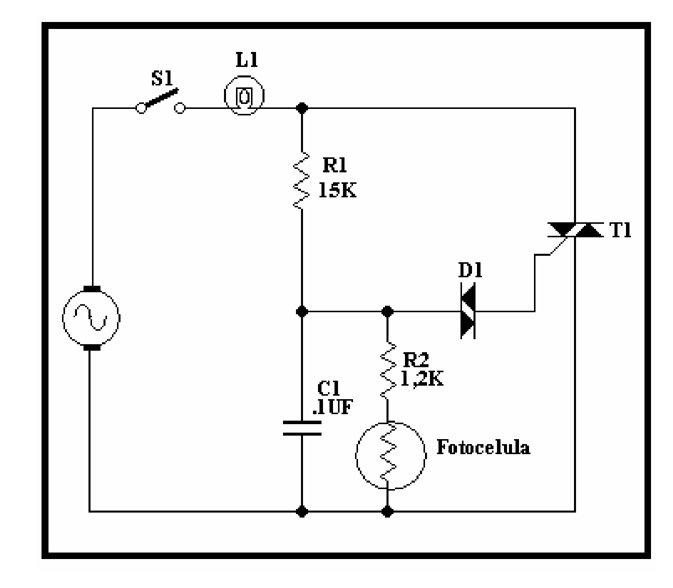


FIG. B

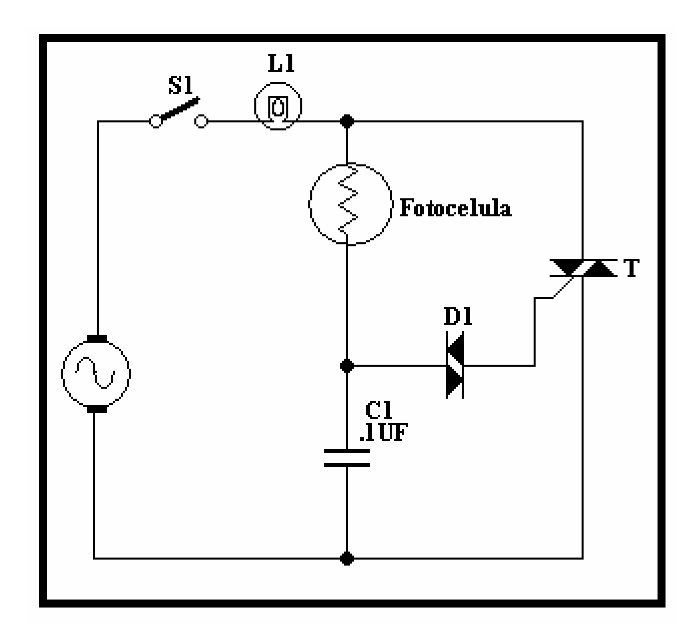
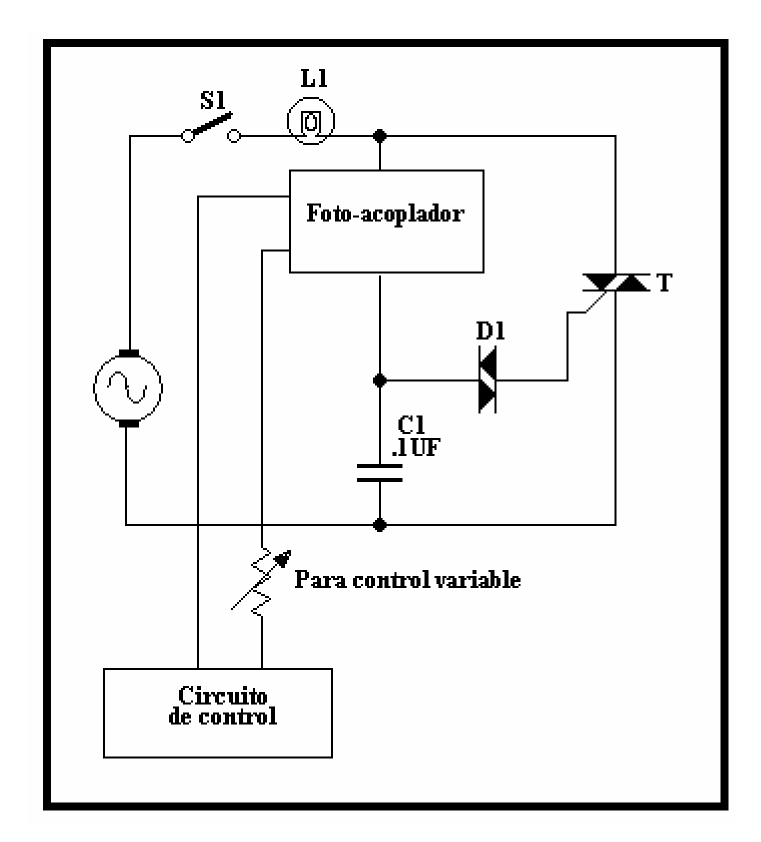


FIG. C



Circuito de control de potencia a triac que utiliza acoplamiento óptico para proporcionar aislamiento completa de CC entre el circuito de control y la carga:

(A) Circuito de apagado controlado por la luz con sensor de fotocélula.

(B) Circuito de encendido controlado por luz con sensor de fotocélula.

(C) Circuito de apagado controlado por luz con sensor de fotocopiador.

El circuito de compuerta del triac contiene un oscilador para disparar directamente al triac.

El circuito de compuerta es activado cuando todas las entradas tienen tensión alta, es decir, la tensión, es decir, la tensión de línea debe ser aproximadamente cero volts, la amplificador sensor debe ser alta, la tensión externa al terminal 1 debe ser un 1 lógico y la salida del circuito de protección debe ser alta.

La figura E representa el diagrama del circuito CA3059. El detector de umbral de tensión cero se compone de los diodos D3, D4, D5 y D6 y el transistor Q1.

El amplificador diferencial se compone de los pares de transistores Q2 - Q4 y Q5. Los transistores Q1, Q6, Q7 y Q9 comprenden el circuito de compuerta del triac y la etapa excitadora.

El diodo D12, el diodo zener D15 y el tr ansistor Q10 constituyen el circuito de protección.

La fuente de alimentación se compone de los diodos D7 y D13 y de un resistor y condensador externos conectados a los terminales 5 y 2 respectivamente, y a masa a través del contacto 7.

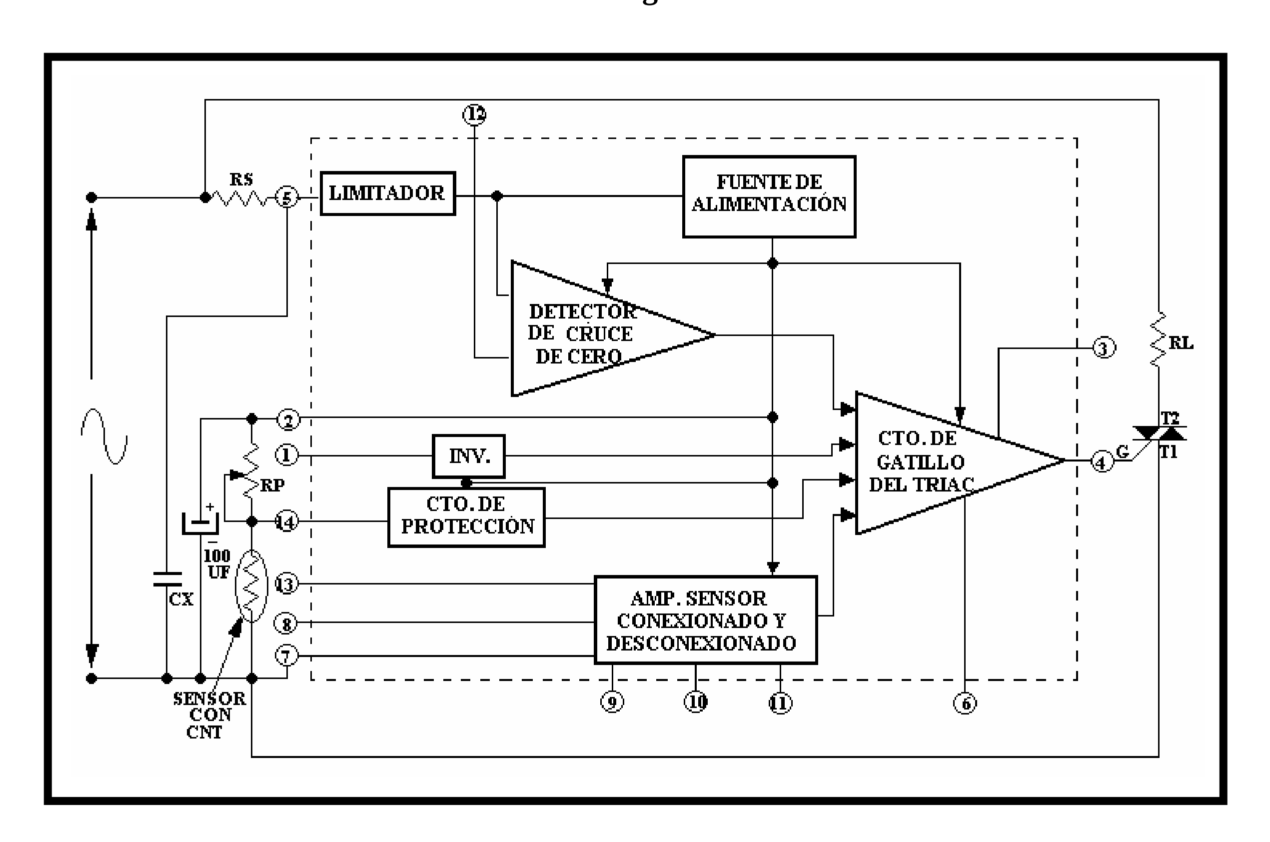
Si se apagan el par de transistores Q2 – Q4 y el transistor Q1, la salida aparece en el terminal 4.

El transistor Q1 esta en el estado de apagado si la tensión de línea entrante es inferior a aproximadamente las caídas de tensión existentes a través de los tres diodos de silicio (2,1 volts), en las excursiones positivas y negativas de la tensión de línea.

El par de transistores Q2 –Q4 está apagado si la tensión que hay a través del sensor, conectado desde los terminales 13 a 7, supera la tensión de referencia desde 9 a 7. Si no se satisface alguna de estas condiciones, no se suministran pulsos al terminal 4.

La operación de protección requiere que el terminal 13 esté conectado al 14. El apagado de histéresis y la alimentación de los semiciclos supresores de pulsos pueden detenerse por medio de un divisor de tensión resistivo desde 13 a 8 y desde 8 a 7.

FIG. D Diagrama funcional de bloques del interruptor de tensión cero del circuito integrado.



Tensión de entrada De CA (volts) 50/60 ó 400 Hz.	Resistor en serie Rs (Kohms)	Régimen de potencia De Rs (Watts)
24	2	0,5
120	10	2
208/230	20	4
274	25	5

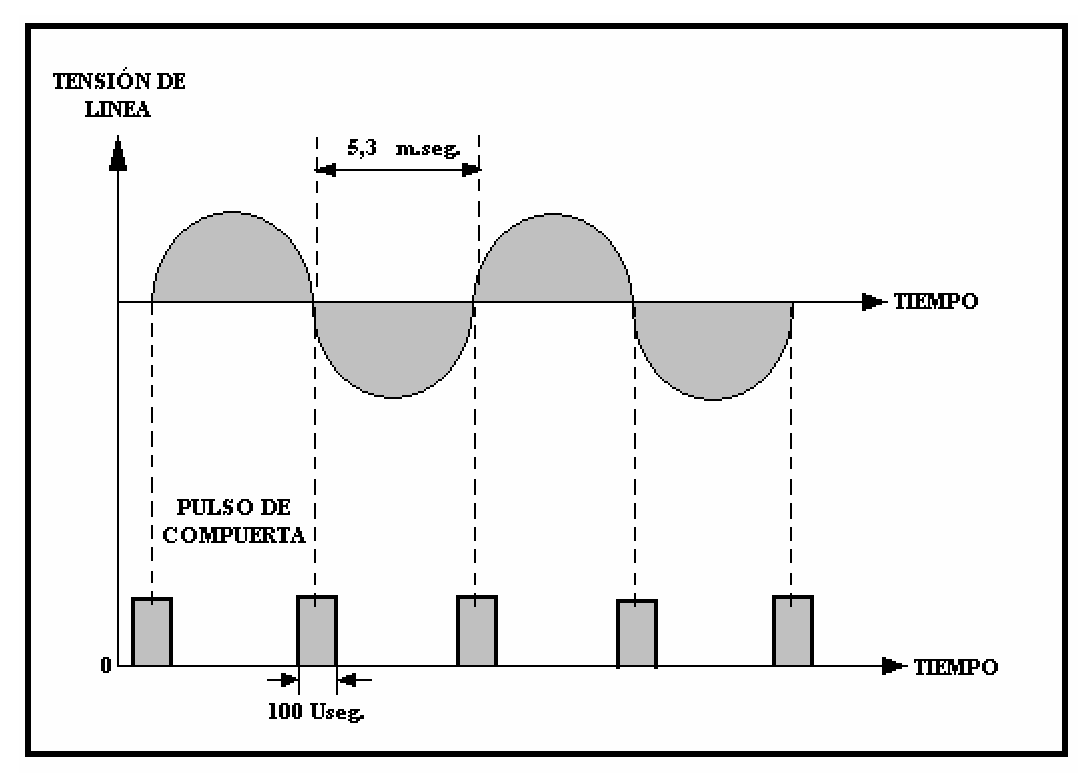
La figura F ilustra la posición y ancho de los pulsos suministrados a la compuerta de un tiristor con respecto a la tensión de línea entrante de CC. El CA3059 puede proporcionar suficiente tensión y corriente de compuerta para disparar la mayoría de los tiristores RCA a temperaturas ambiente extremas y con requerimiento de disparo máximos, pueden necesitarse tiristores para corrientes superiores.

Figura E. Diagrama del circuito del interruptor de tensión cero CA 3059.

Efecto del CA3059 en las características de carga del tiristor. CA3059 está proyectado principalmente para gatillar un tiristor que conecta y de sconecta una carga resistiva.
Como el pulso de salida proporcionado por el CA3059 es de corta duración, la corriente de enganche del triac se convierte en un factor importante para determinar si es posible conectar otros tipos de cargas (el valor de cor riente de enganche determina si el triac seguirá conduciendo después de haber desaparecido el pulso de compuerta). El CA3059 posee los medios para admitir cargas inductivas y de baja potencia. Por ejemplo, con cargas que tienen menos de 4 ampares eficaces aproximadamente o que son ligeramente inductivas, es posible retardar el pulso de salida con respecto al cruce de tensión cero, intercalando el condensador CX entre los terminales 5 y 7, como se ve en la figura E.
El condensador CX permite la conmutación de cargas del triac que tiene una pequeña componente inductiva y que son mayores que 200 Watts aproximadamente (funcionando con una tensión de línea de CA de 120 Watts), es recomendable que el usuario emplee el triac de compuerta sensible de la baja corr iente de enganche requerida por este triac.
Con cargas que tienen un bajo factor de potencia, como puede ser una válvula selenoide, el usuario quede hacer funcionar al CA3059 en el modo de CC.

En este modo, el terminal 12 se conecta al terminal 7, anulán dose el detector de cruce. La existencia de una tensión alta o baja en el terminal 4 depende solo del estado del comparador diferencial del circuito en integrado CA3059 y no del cruce del cero de la tensión de línea entrante. Lógicamente en este modo de fu ncionamiento el CA3059 ya no funciona como interruptor de tensión cero. No obstante, en muchas aplicaciones que involucran la conmutación de cargas inductivas de baja corriente, se puede tolerar comúnmente la magnitud de IRF generada.

Figura F. Relación de tiempos entre los pulsos de salida del CA3059 y la tensión de línea de CA.



<u>Circuito de protección</u>.-

Como se ve en la figura D y E, cuando el terminal 13 se conecta al terminal 14, el circuito de protección del IC CA3059 entra en funcionamiento. Si entonces el sensor se abre o se pone en cortocircuito accidentalmente, se corta la potencia de la carga (es decir, el triac se apaga).

Sin embargo, este circuito de protección interno funciona correctamente cuando la relación entre la impedancia del sensor a 25º, si el sensor es un thermistor y la impedancia del potenciómetro Rp es menos que 4 a 1 se advierte en seguida que, si el potenciómetro no se ajusta a 1000 ohms y el sensor en 100.000 ohms, el diodo zener D15 (figura E) conducir á porque prácticamente toda la tensión de la fuente de CC entre terminales 2 y 7 aparecerá a través del sensor.

El CA3059 detectaría entonces esta condición como un sensor abierto.
Con relaciones superiores a 4 a 1, por ejemplo 100 a 1, el circuito de la figura G puede emplearse para dar protección. En este circuito el transistor Q1 y el diodo D1 son componentes externos al CA3059.

El transistor Q1 detecta la corriente del sensor que mantiene a este transistor en saturación, de manera que el terminal 1 se pone en cortocircuito con el terminal 7 a través de la juntura colector emisor del transistor.

El transistor Q1 proporciona suficiente ganancia de corriente para permitir el funcionamiento con una impedancia del sensor superior a 1 Megaohm.

Si el sensor queda en circuito abierto, Q1 se apaga y entonces la corriente circula hacia el terminal 1 inhibidor del CA3059 y se corta la potencia a la carga. En la condición del sensor en cortocircuito conduce el diodo externo D1 y hace apagar al triac. El diod o D2 compensa las variaciones de la tensión base – emisor del transistor Q1 con la temperatura.

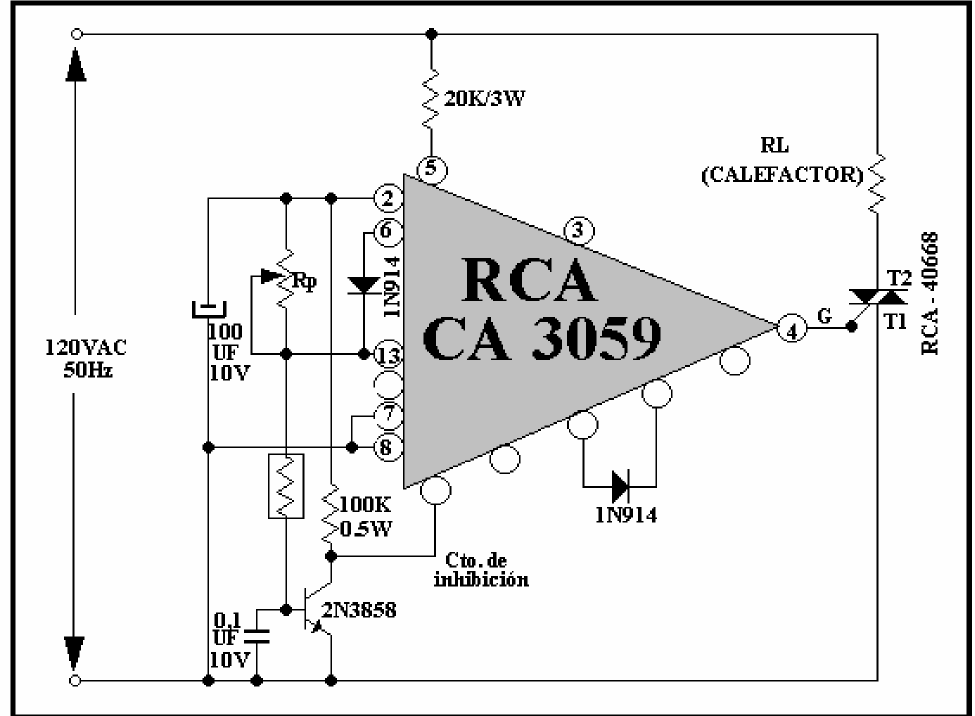
Los terminales 13 y 14 del CA3059 no deben conectarse cuando se emplea el circuito de protección externo mostrado.

Características de semiciclos supresores de pulsos e histerisis.-

El método por el cual el CA3059 detecta cruce del cero de la potencia de CA3059 produce el fenómeno de semiciclo, produce el fenómeno de semiciclo, produciéndose una salida, por ejemplo el pulso Nº4 para indicar el cruce del cer o.

Durante los 8,3 milisegundos restantes, el amplificador diferencial del CA3059 puede cambiar de estado e impedir la aparición de otros pulsos de salida. La región de incertidumbre del amplificador diferencial impide, por lo tanto, que el pulso Nº 5 al dispare al triac durante la excursión negativa de la tensión de línea de CA.

Figura G. Controlador de encendido apagado CA3059 con circuito de protección externo.



Existen varias soluciones para eliminar el fenómeno de semiciclos superiores se pulsos.
Si el usuario puede tolerar cierta histérisis en el control, se puede agregar realimentación positiva en torno del amplificador diferencial.

Figura H. Fenómeno de medios ciclos en el CA3059.

PRÁCTICA

ELECTRÓNICA

INDUSTRIAL

ENVÍO 9



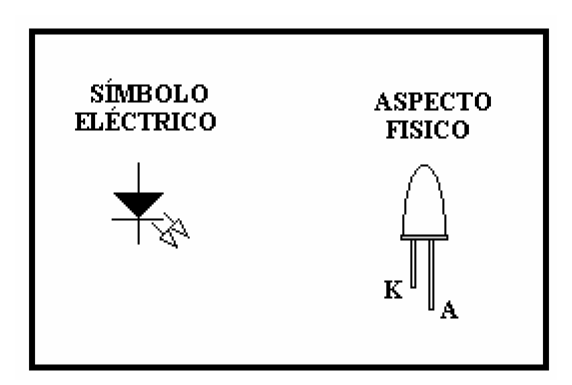
PRÁCTICA CON SEMICONDUCTORES ÓPTICOS

Este es un grupo especial de dispositivos semiconductores que utilizan la luz para trabajar. Para su estudio y experimentación se ha establecido una rama llamada ***Optoelectrónica.*** En este grupo se pueden mencionar los siguientes:

- **El diodo LED infrarrojo (Diodo emisor de luz infrarrojo).**
- **La fotoresistencia o fotocelda.**
- **El fotodiodo.**
- **El fototransistor.**
- **El optoacoplador o aislador óptico.**

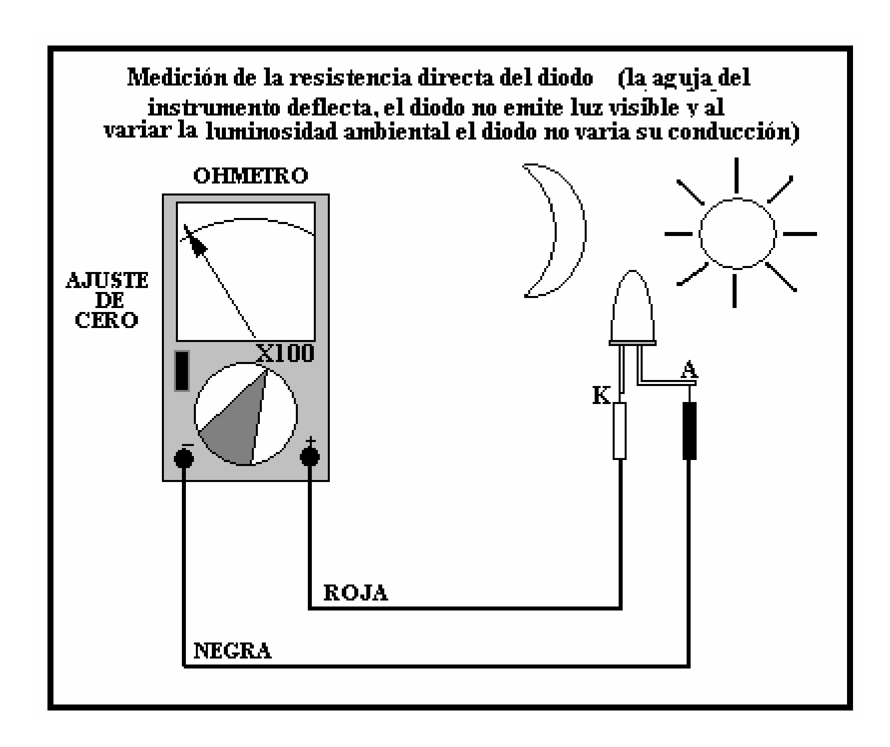
El diodo emisor de luz infrarrojo (LED infrarrojo)

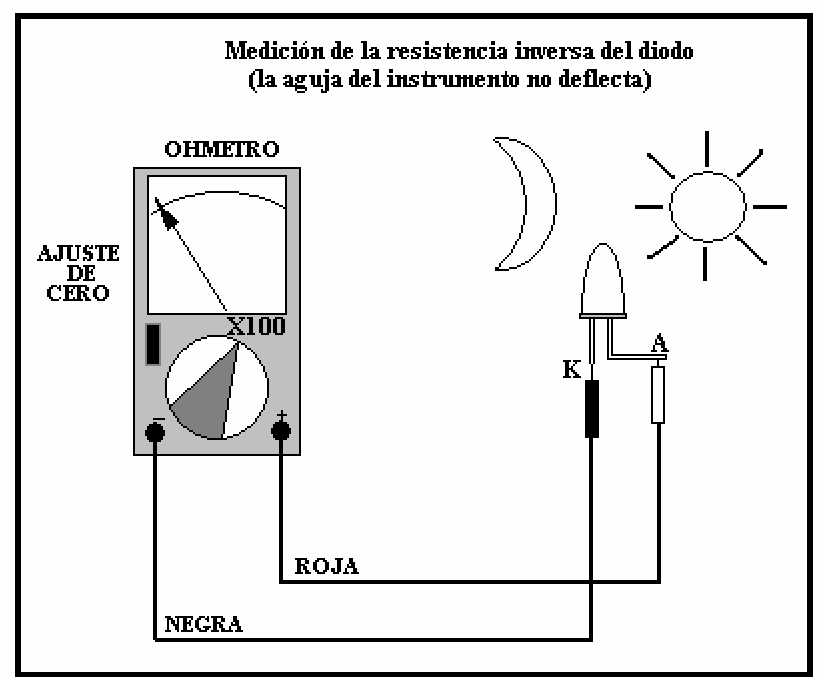
Posee similares características al diodo LED convencional, con la diferencia que el diodo LED infrarrojo emite una luz invisible para el ojo humano. Este tipo de diodo emite luz infrarroja cuando es polarizado en forma directa, es decir, el cátodo negativo y el ánodo positivo.



Este tipo de diodo se encuentra en buen estado, cuando al ser medido con el óhmetro, en la escala X100, acusa baja resistencia en un sentido y alta en sentido contrario. Cabe destacar que la resistencia directa de estos diodos no varía al variar el flujo luminoso incidente sobre ellos.

Se miden en la escala X1 del óhmetro y deben marcar baja resistencia en un sentido (emite luz) y alta resistencia en sentido inverso (no emite luz).





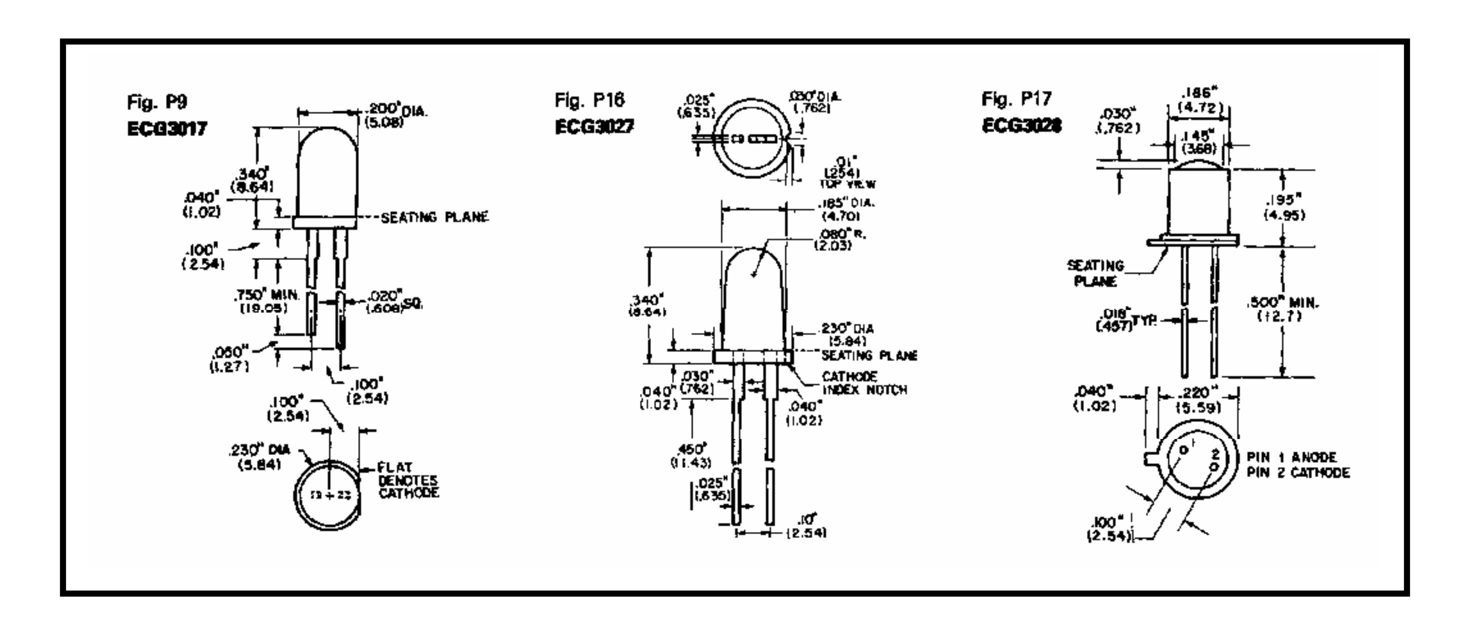
<u>Fallas en los diodos LED</u> : Son dos las fallas que normalmente presentan los diodos LED:

a)Diodo en cortocircuito.
b)Diodo abierto

Infrared Emitting Diodes

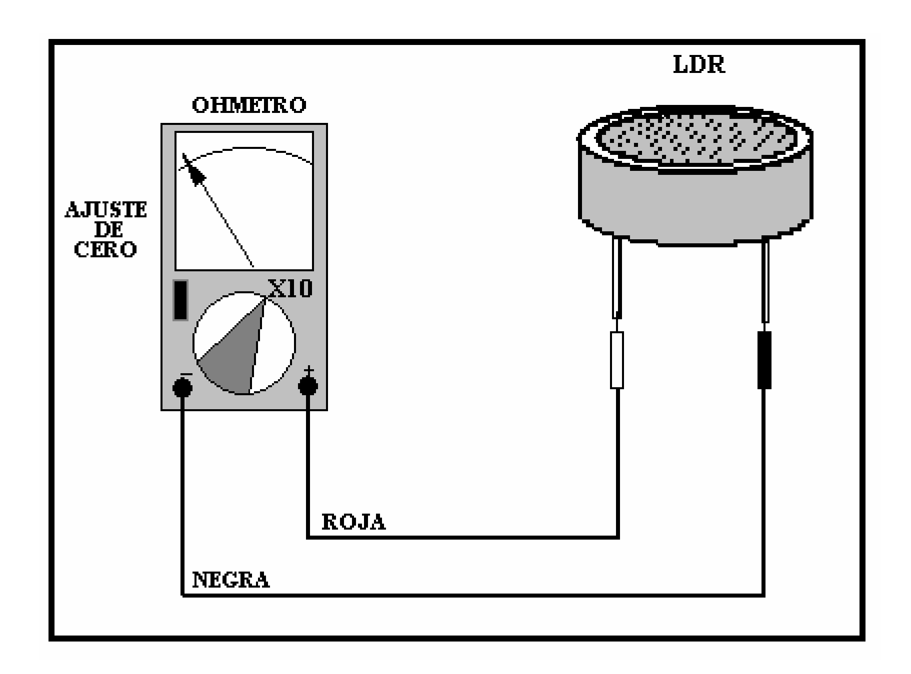
ECG Type	Description	Min Power Output Po	Max Forward Voltage VF (V)	Reverse Voltage VR (V)	DC Forward Current IF (mA)	Power Diss. P/Case (m/W)	Peak Emission Wavelength λp (nM)	Response Time (nS)	Beam Angle θ HI (Deg)	Fig. No.
ECG3017	Infrared Emitting Diode for TV Remote Control, 15 mW @ I_f = 100 mA	15 mW	1.7	5	150	210	960	400	60	P9
ECG3027	PN Gallium Arsenide	1 mW	1.5	5	100	150	900	100	15	P16
ECG3028	PN Gallium Arsenide	200 μW	1.5	3	150	200	900	50	15	P17
ECG3029A*	PN Gallium Arsenide	2 mW	1.8	6	50	150	900	1000	30	P18A
ECG3099	Bi-Directional IR LED	1.8 mW	1.5	3	50	75	940	---	15	P56

Outlines

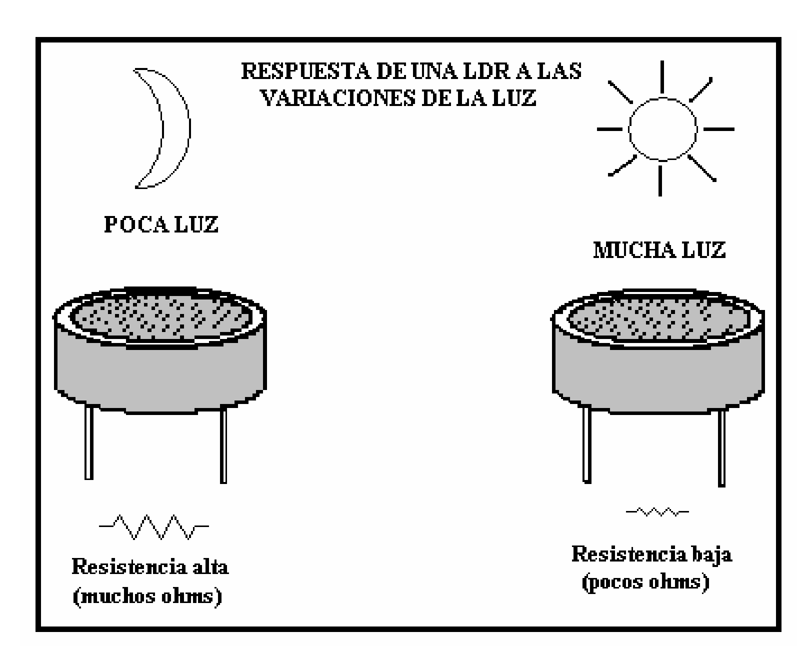


Fotoresistencia o fotocelda (LDR)

La fotorresistencia se mencionó en la parte de las resistencias como una resistencia variable y aquí veremos algunos aspectos de este componente. También se le conoce como resistencia dependiente de la luz o LDR.



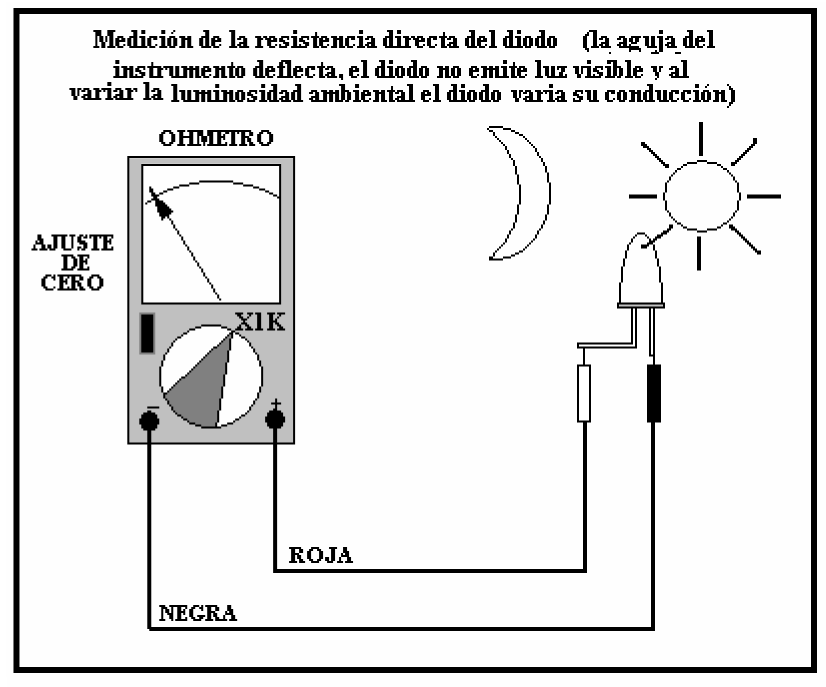
La fotorresistencia es un detector de luz en el que varía el valor de resistencia según la cantidad de luz que llegue a su superficie. Cuando no le llega luz, su resistencia es muy alta, de varios millones de ohms. Cuando tiene luz en su superficie, su resistencia es de unos pocos ohms.

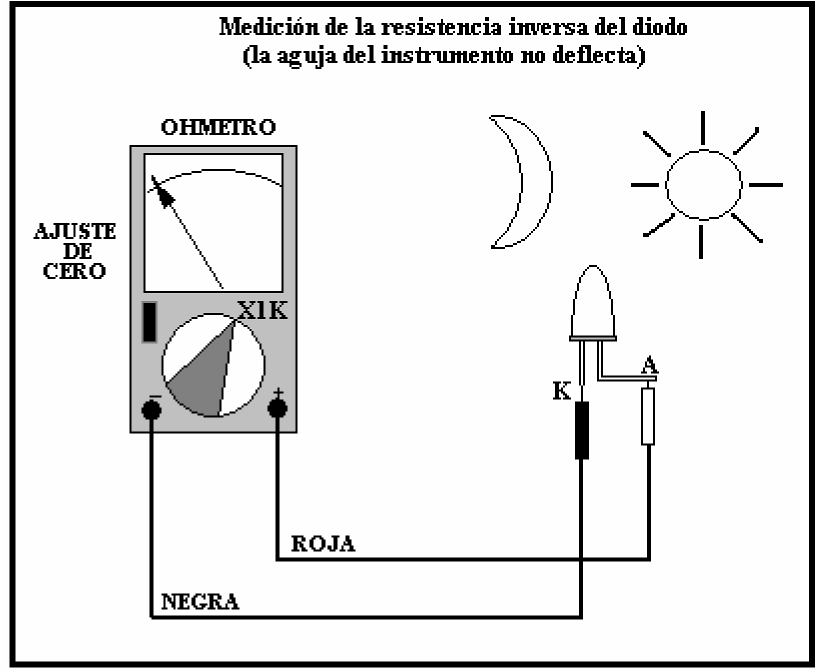


Diodo receptor de infrarrojos o fotodiodo.-

El fotodiodo es un diodo sensible a la luz y cambia sus características de funcionamiento con la presencia de ésta en su superficie. En el fotodiodo hay circulación de corriente si éste está iluminado y polarizado en forma directa, es decir, el cátodo negativo y el ánodo positivo.

Este tipo de diodo se encuentra en buen estado, cuando al ser medido con el ohmetro en un sentido, varía su conductividad de acuerdo al grado de luz que sobre el incide. En cambio, durante la medición de resistencia inversa, acusa una alta resistencia.

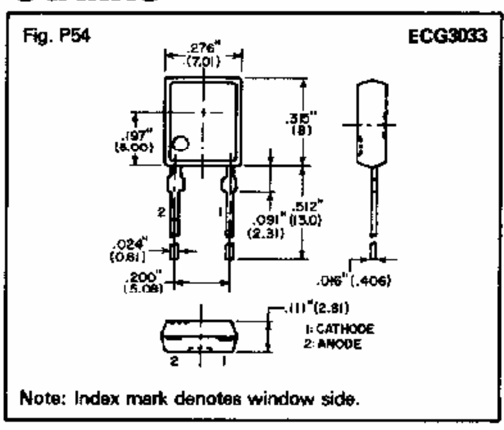




Infrared Detector Diodes

ECG Type	Description	Reverse Voltage V_R (V)	Max. Dark Current I_D (nA)	Min Light Current I_L (µA)	Power Dissipation P_D (mW)	Rise Time t_r (nS)	Typ Detection Angle	Typ Detection Wavelength (nm)	Fig. No.
ECG3033	Infrared PIN Detector Diode	30	50	35	100	50	65°	900	P54

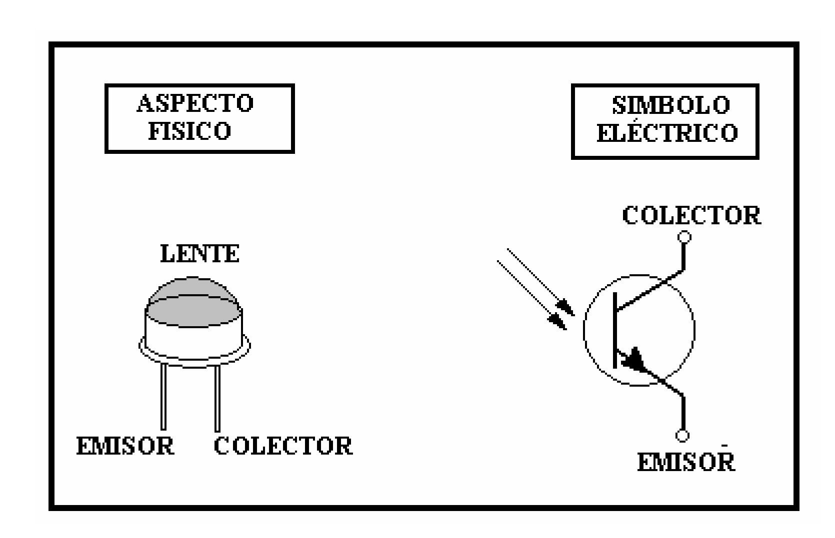
Outline



El fototransistor o transistor detector de infrarrojos.

En estos dispositivos la corriente de colector varía de acuerdo a la intensidad luminosa incidente sobre él. Debido al efe cto amplificador de un transistor, el fototransistor posee una sensibilidad mucho mayor que la de un fotodiodo.

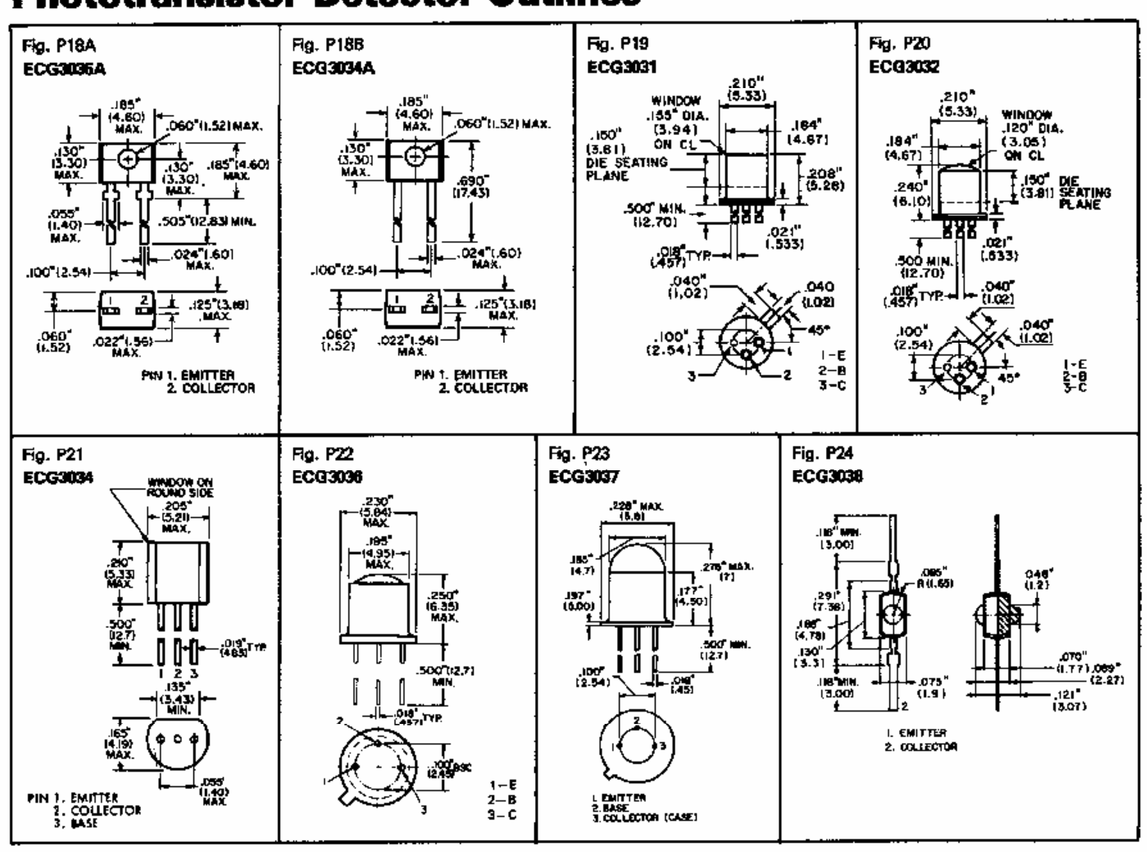
En el fototransistor se ha reemplazado la base con una superficie muy sensible a la luz y por medio de ésta se controla el funcionamiento del tr ansistor.



Phototransistor Detectors

ECG Type	Description	Collector to Base Voltage BV_{CBO} (V)	Max Collector Current I_c (mA)	Max Dark Current I_D at 25°C (nA)	Min Light Current I_L (mA)	Max Power Dissipation at 25°C P_t (mW)	Rise Time t_r (µS)	Fig. No.
ECG3031	NPN, Si, Visible and IR	80	40	20 at V_{CE} 5V	6	200	2 Typ	P19
ECG3032	NPN, Si, Visible and IR	80	40	20 at V_{CE} 5V	12	200	2 Typ	P20
ECG3034A	NPN, Si, Visible and IR	30 (V_{CEO})	100	100 at V_{CE} 10V	.7	150	---	P18B
ECG3035A	NPN, Si-Darlington Amp h_{fe}=2.0 K, Visible and IR	60	100	100 at V_{CE} 10V	5	150	75	P18A
ECG3036	NPN, Si-Darlington, Visible and IR	40	250	100 at V_{CE} 10V	12	250	40 Typ	P22
ECG3037	NPN, Si, Visible and IR	50	50	500 at V_{CE} 30V	10	150	.2 Typ	P23
ECG3038	NPN, Si-Darlington, Visible and IR	25	20	20 at V_{CE} 10V	5	50	1.5 Typ	P24
ECG3120	NPN, Si, Visible and IR	20 (V_{CEO})	20	500 at V_{CE} 10V	1	100	10 Max	P52
ECG3121	NPN, Si, Darlington Visible and IR	20 (V_{CEO})	30	500 at V_{CE} 10V	.5	100	100 Typ	P52

Phototransistor Detector Outlines

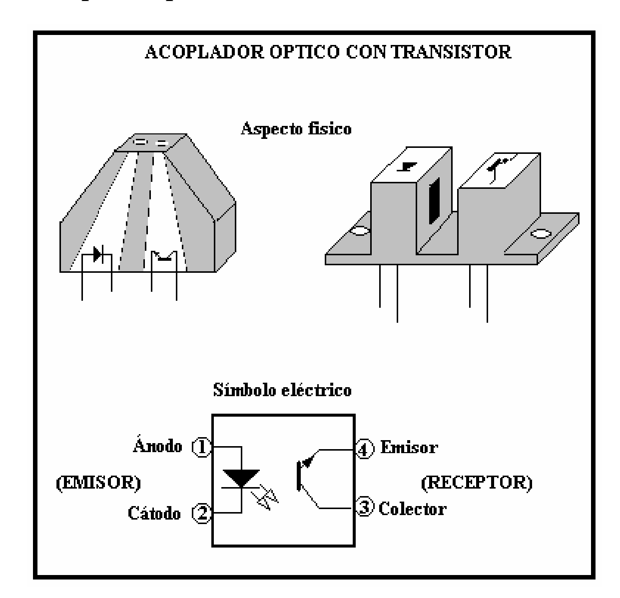


Los optoacopladores.

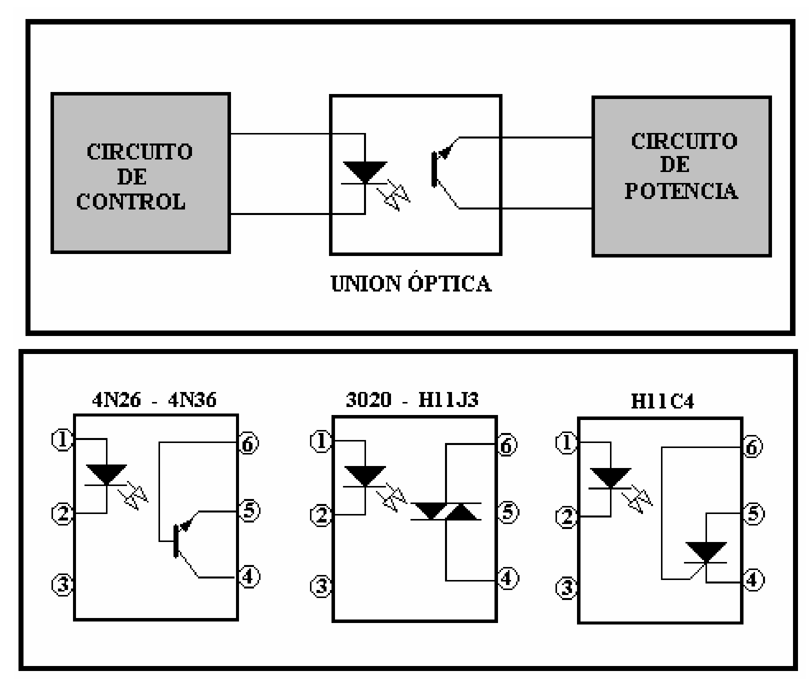
Los optoacopladores son dispositivos semiconductores que contienen su propia fuente luminosa.

Estos se utilizan para acoplar o unir circuitos de control de baja potencia con circuitos o cargas eléctricas de gran potencia. También se utilizan para aislar eléctricamente dos circuitos entre sí.

Los dos principales tipos de optoacopladores son :



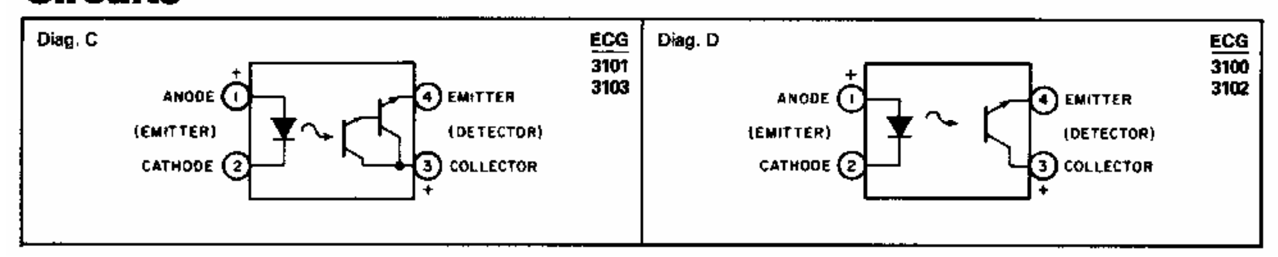
El control de la señal se hace por un haz luminoso y por lo tanto no hay ningún contacto entre los dos circuitos.



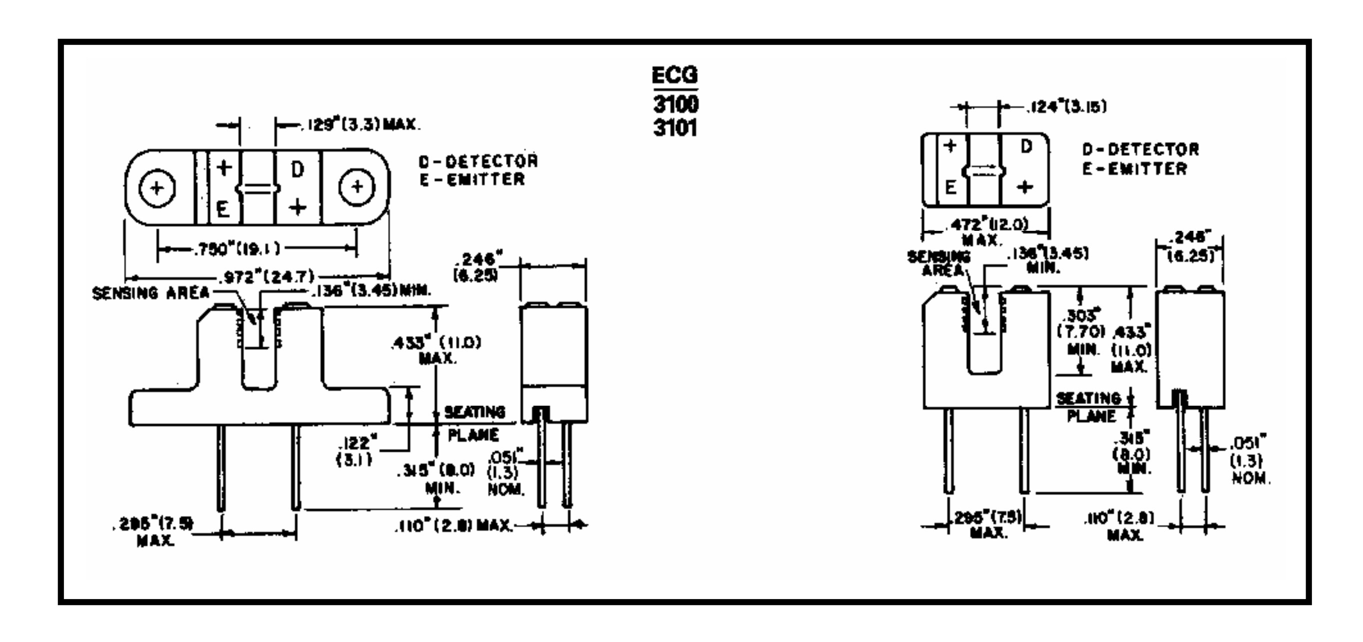
Opto-Coupled Interrupter Modules

ECG Type	Output Configuration	Total Power Dissipation P_t (mW)	LED Max Ratings: Forward Current I_F (mA)	LED Max Ratings: Reverse Voltage V_R (V)	Collector To Emitter Voltage BV_{CEO} (V)	Collector Current I_C (mA)	Ckt. Diagram	Fig. No.
ECG3100	NPN Transistor	250	60	6	55	100	D	P25
ECG3101	NPN Darlington	250	60	6	55	100	C	P25
ECG3102	NPN Transistor	250	60	6	55	100	D	P26
ECG3103	NPN Darlington	250	60	6	55	100	C	P26
ECG3104	NPN Transistor	100	50	6	35	20	T	P57
ECG3105	NPN Transistor	75	50	3	30	20	U	P58

Circuits



Outlines



Optoisolators

Phototransistors		Total Device Ratings			LED Max Ratings		Phototransistor Ratings					
ECG Type	Output Configuration	Isolation Voltage V_{iso} Surge (V)	Total Power P_t (mW)	DC Current Transfer Ratio % *	Forward Current I_F (mA)	Reverse Voltage V_R (V)	Collector to Base Voltage BV_{CBO} (V)	Collector to Emitter Voltage BV_{CEO} (V)	Collector Current I_C (mA)	Typ Freq KHz	Ckt. Diag.	Fig. No.
ECG3040	NPN Transistor	7500	250	20	80	3	70	30	3.5 Typ	300	A	P26
ECG3041	NPN Transistor	7500	250	100	60	6	70	30	100 Max	150	A	
ECG3042	NPN Transistor	7500	250	20	60	3	70	30	50 Max	150	A	
ECG3043	NPN Transistor	3550	260	70	60	3	70	80	50 Max	100	A	
ECG3044	NPN Darlington	7500	300	300	80	3	--	80	150 Max	75	B	
ECG3045	NPN Darlington	7500	300	500	80	3	--	80	150 Max	75	B	
ECG3081	NPN Transistor	6000	250	20	60	3	--	30	100	100	D	P27
ECG3082	NPN Darlington	6000	250	400	60	3	--	30	100	75	C	
ECG3083	NPN Darlington	7500	250	100	60	3	55	55	100	75	E	P28
ECG3084	NPN Darlington	7500	250	200	80	3	30	30	100	75	E	
ECG3086	NPN Dual Transistor	7500	400	50	60	3	---	30	30	200	F	P29
ECG3220	NPN Dual Transistor	5000	150	100	50	5	---	55	50	—	V	
ECG3088	NPN Transistor	7500	300	20	60	6	300	300 (BVCER)	100	200	A	P28
ECG3089	NPN Transistor	7500	300	20	60	--	70	30	100	200	M	
ECG3096	Low Input Drive NPN Transistor	7500	300	50 @ I_F 1 mA	60	6.0	70	30	100	200	A	
ECG3098	NPN Transistor	5000	250	100	60	5	—	55	50	—	S	P55
ECG3221	NPN Quad Transistor	5000	150	100	50	5	—	55	50	—	W	P61

* DC Current Transfer Ratio is the output transistor collector current divided by the LED forward current - $h_{FE} = I_C/I_F$

Photothyristors		Total Device Ratings		LED Max Ratings		Photothyristor Ratings						
ECG Type	Output Configuration	Isolation Voltage V_{iso} Surge (V)	Power P_t (mW)	Forward Current I_F (mA)	Reverse Voltage V_R (V)	V_{DRM} (V)	I_T RMS (mA)	I_{FT} (mA)	V_F (on) (V) 100 mA	I_{HOLD} (mA)	Ckt. Diag.	Fig. No.
ECG3046	SCR	3550	260	60	3	400	100	14	1.3	.5	G	P28
ECG3047	TRIAC	7500	330	50	3	250	100	10	3.0	.1	H	
ECG3048	TRIAC	7500	330	50	3	400	100	10	3.0	.1	H	
ECG3049	TRIAC with Zero Crossing Circuit	7500	330	50	3	250	100	15	3.0	.1	J	
ECG3091	SCR	4000	400	60	6	400	300	11	1.3 at 300 mA	.5	G	
ECG3097	TRIAC with Zero Crossing Circuit	7500	300	50	6	400	100	15	3.0	.2	J	

Photo FET		Total Device Ratings		LED Max Ratings		Photo FET Ratings						
ECG Type	Output Configuration	Isolation Voltage V_{iso} Surge (V)	Power P_t (mW)	Forward Current I_F (mA)	Reverse Voltage V_R (V)	Drain to Source Breakdown Voltage BV_{DSS} (V)	Drain Current I_D (mA)	RDS_{on} (Ohms)	T_{on} (µsec)	T_{off} (µsec)	Ckt. Diag.	Fig. No.
ECG3095	FET	2500	300	60	6	±30	±100	200	15	15	K	P28

TTL Compatible Photo Coupled Logic Gates		Total Device Ratings		LED Ratings		Output Ratings					
ECG Type	Output Configuration	Isolation Voltage V_{iso} (V)	Power P_t (mW)	Forward Current I_F (mA)	Reverse Voltage V_R (V)	Max Supply Voltage V_{CC} (V)	Output Current I_O (mA)	Propagation Delay Time (nsecs)	Enable Voltage V_E (V)	Ckt. Diag.	Fig. No.
ECG3087	Hi Speed Open Collector, NAND Gate	3000	100	10	5.0	5.0	50	75	5.0	L	P29
ECG3094	Dual Hi Speed Open Collector, NAND Gates	3000	60	15	5.0	5.0	16 Per Channel	75	--	Q	

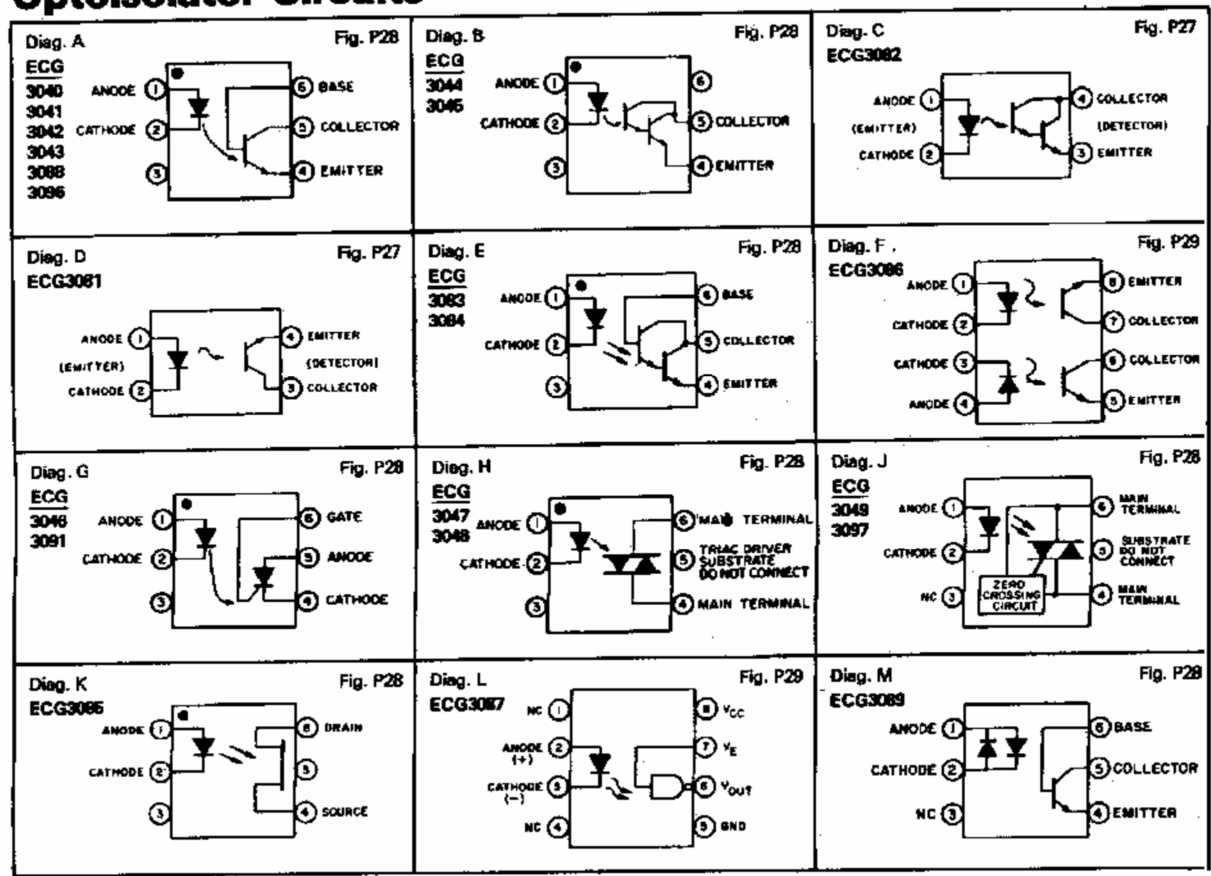
Optoisolators (cont'd)

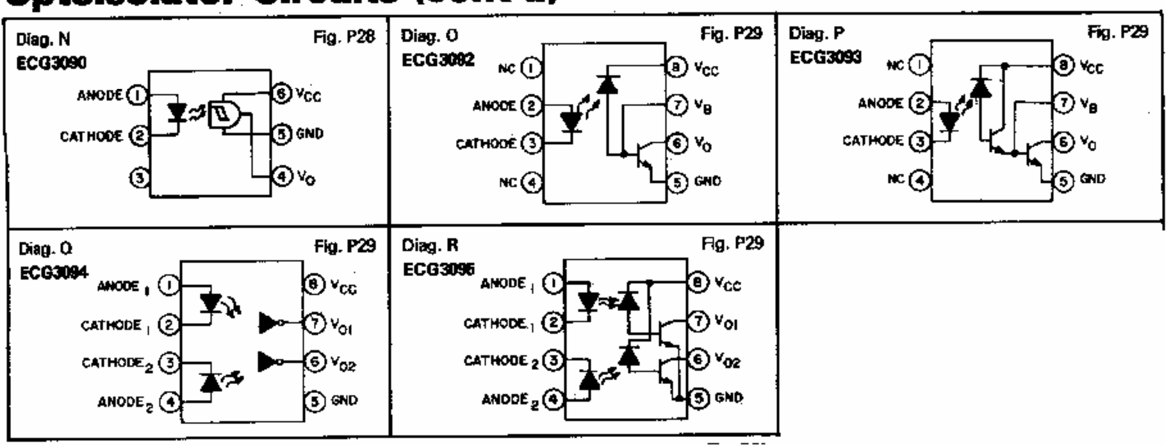
TTL Compatible Phototransistors		Device Ratings		LED Max Ratings		Output Ratings						
ECG Type	Output Configuration	Isolation Voltage V_{iso} (V)	Power P_t (mW)	Forward Current I_F (mA)	Reverse Voltage V_R (V)	Max V_{CC} (V)	Current Transfer Ratio % *	Output Current I_o (mA)	Propagation Delay Time [nsec]	Data Transfer Rate Mbit/sec	Ckt. Diag.	Fig. No.
ECG3092	Open Collector NPN Transistor	3000	100	25	5	15	15	8	800	1	O	P29
ECG3093	NPN Split Darlington	3000	100	20	5	18	400	60	t_{PHL} 1 µsec t_{PLH} 7 µsec	100K	P	
ECG3095	Dual Open Collector, NPN Transistors	3000	100	25	5	15	15	8	800	1	R	

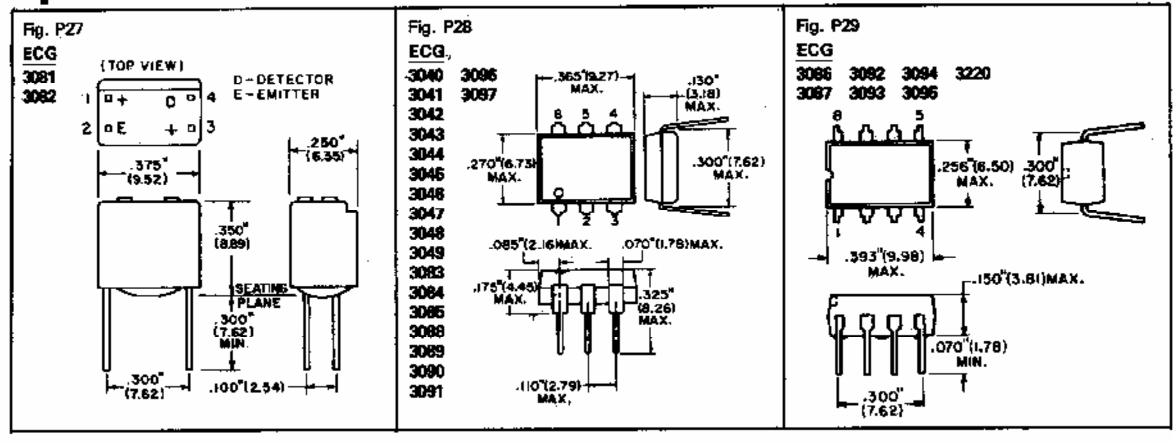
* DC Current Transfer Ratio is the output transistor collector current divided by the LED forward current - $h_{FE} = I_C / I_F$

		Total Device Ratings		Led Max Ratings		Output Ratings						
ECG Type	Output Configuration	Isolation Voltage V_{iso} Surge (V)	Power P_t (mW)	Forward Current I_F (mA)	Reverse Voltage V_R (V)	V_{CC} Voltage Range (V)	Output Voltage V_O (V)	Output Current I_o (mA)	Turn-On Time T_{on} (µsec)	Turn-Off Time T_{off} (µsec)	Ckt. Diag.	Fig. No.
ECG3090	Schmitt Trigger	7500	150	60	6	3V to 15V	15 max	50 max	1.2 typ	1.2 typ	N	P28

Optoisolator Circuits

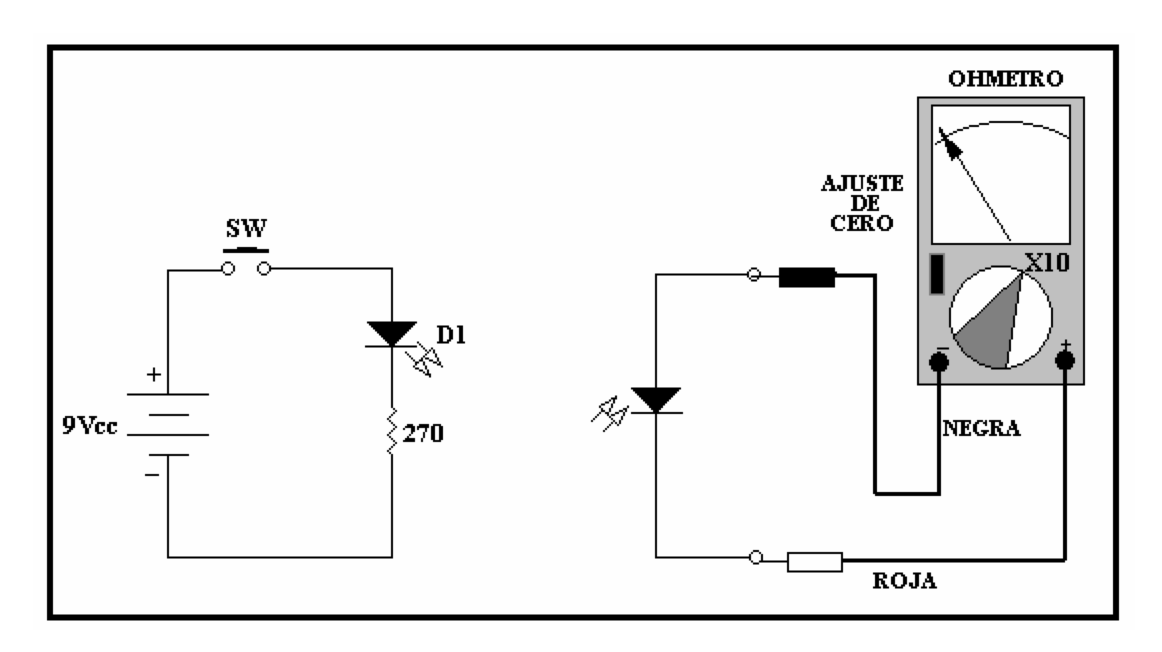



Optoisolator Circuits (cont'd)
Diag. N
Fig. P28
ECG3090
Diag. O
Fig. P29
ECG3092
Diag. P
Fig. P29
ECG3093
Diag. Q
Fig. P29
ECG3094
Diag. R
Fig. P29
ECG3095


Optoisolator Outlines
Fig. P27
Fig. P28
Fig. P29
(TOP VIEW)
D-DETECTOR
E-EMITTER
SEATING PLANE

DESARROLLOS PRÁCTICOS

1.-Realice la siguiente experiencia:



a)Mantenga el pulsador abierto y mida la resistencia directa e inversa del diodo emisor de luz infrarrojo (D1).

R. directa :.. R. Inversa : ....

b)Verifique la resistencia directa e inversa del fotodiodo, modificando la cantidad de luz que incide sobre él.

R. directa a poca luminosidad : ....
R. inversa a poca luminosidad : ....

R. directa a mucha luminosidad : ....
R. inversa a mucha luminosidad : ....

Conclusión: ....
....

c)Deje intercaladas las puntas del óhmetro (escala X1K) entre los terminales del fotodiodo en el siguiente orden: punta roja del instrumento sobre el cátodo y la punta negra sobre el ánodo. Presione a continuación SW y verifique la lectura del instrumento con SW abierto y SW cerrado.

Lectura del instrumento con SW abierto: ....

Lectura del instrumento con SW cerrado: ....

Conclusión: ....
....

2.- Arme el siguiente circuito y realice en él las siguientes mediciones:

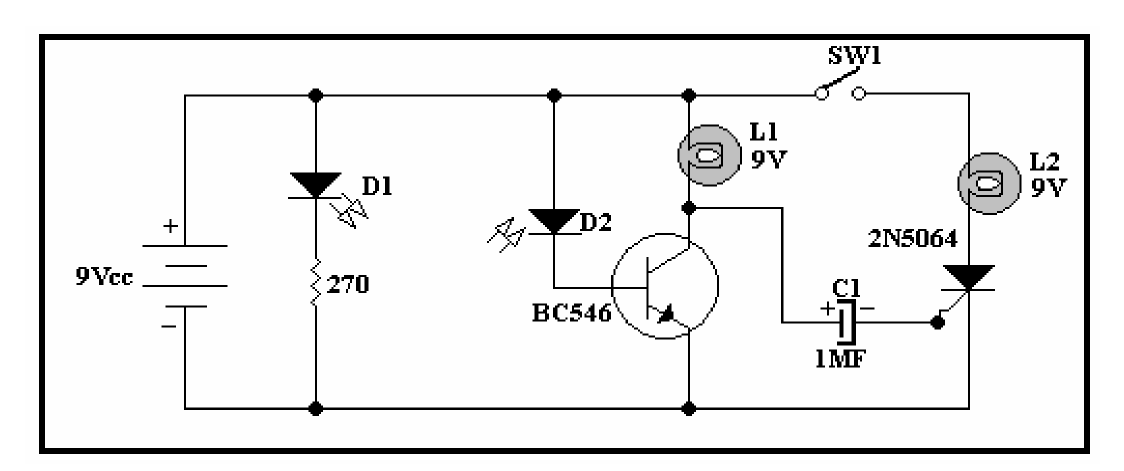
SW
D1
9V
D2
9Vcc
270
BC546

a)Señale que sucede en este circuito al presionar el pulsador SW:...............................
....
....

b)Presione nuevamente el pulsador SW y luego bloquee la luminosidad incidente sobre el fotodiodo, anteponiendo un elemento bloqueador entre el emisor y el receptor. Señale lo que sucede: ....
....
....

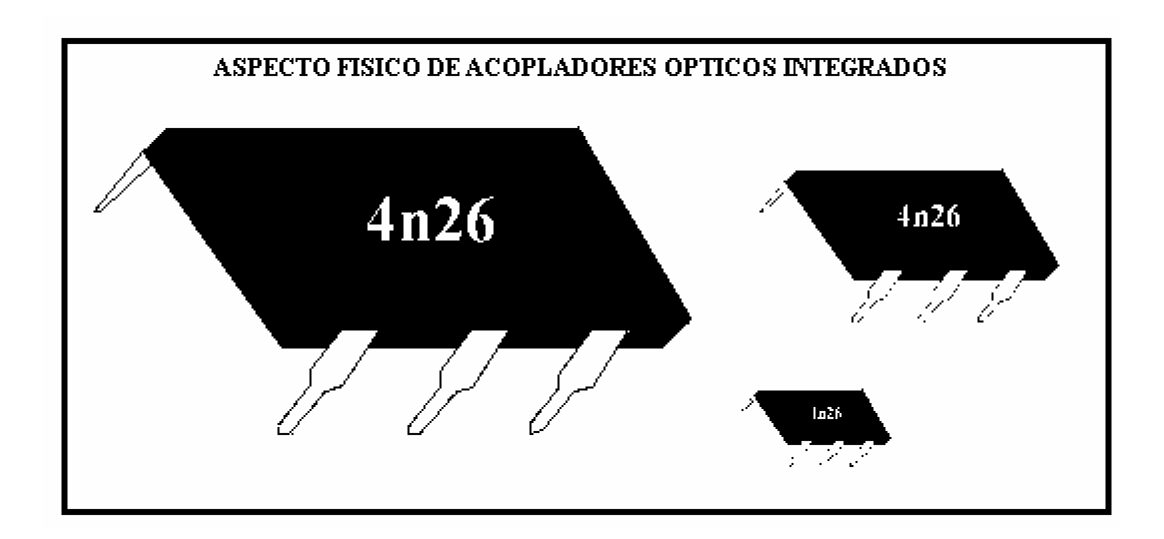
Conclusión: ....
....

3.-Ensamble el siguiente circuito:



a)Analizar las condiciones bajo las cuales se encuentra el circuito al encontrarse abierto el interruptor SW1:

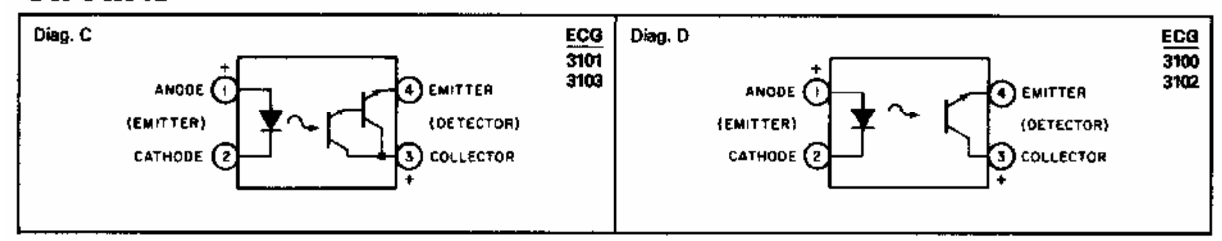
- El transistor se encuentra: ....
- La lámpara L1 se encuentra : ....
- El condensador C1 se encuentra : ....
- El tiristor está en estado de : ....



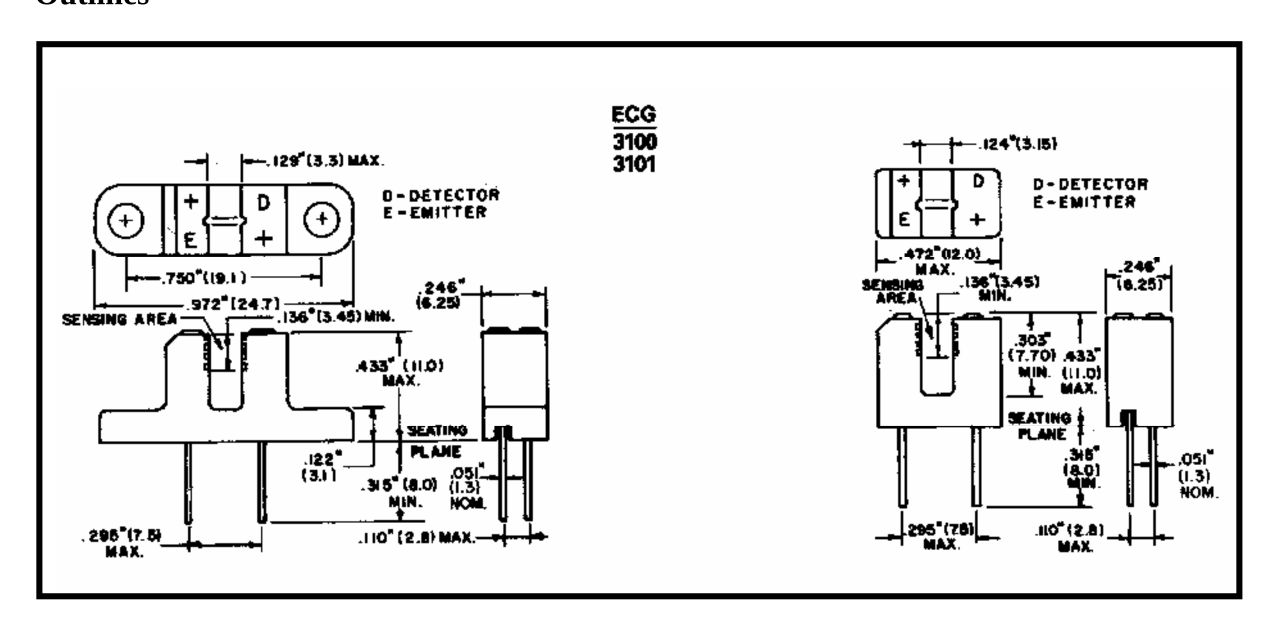
Opto-Coupled Interrupter Modules

ECG Type	Output Configuration	Total Power Dissipation P_T (mW)	LED Max Ratings: Forward Current I_F (mA)	LED Max Ratings: Reverse Voltage V_R (V)	Collector To Emitter Voltage BV_{CEO} (V)	Collector Current I_C (mA)	Ckt. Diagram	Fig. No.
ECG3100	NPN Transistor	250	60	6	55	100	D	P25
ECG3101	NPN Darlington	250	60	6	55	100	C	P25
ECG3102	NPN Transistor	250	60	6	55	100	D	P26
ECG3103	NPN Darlington	250	60	6	55	100	C	P26
ECG3104	NPN Transistor	100	50	6	35	20	T	P57
ECG3105	NPN Transistor	75	50	3	30	20	U	P58

Circuits

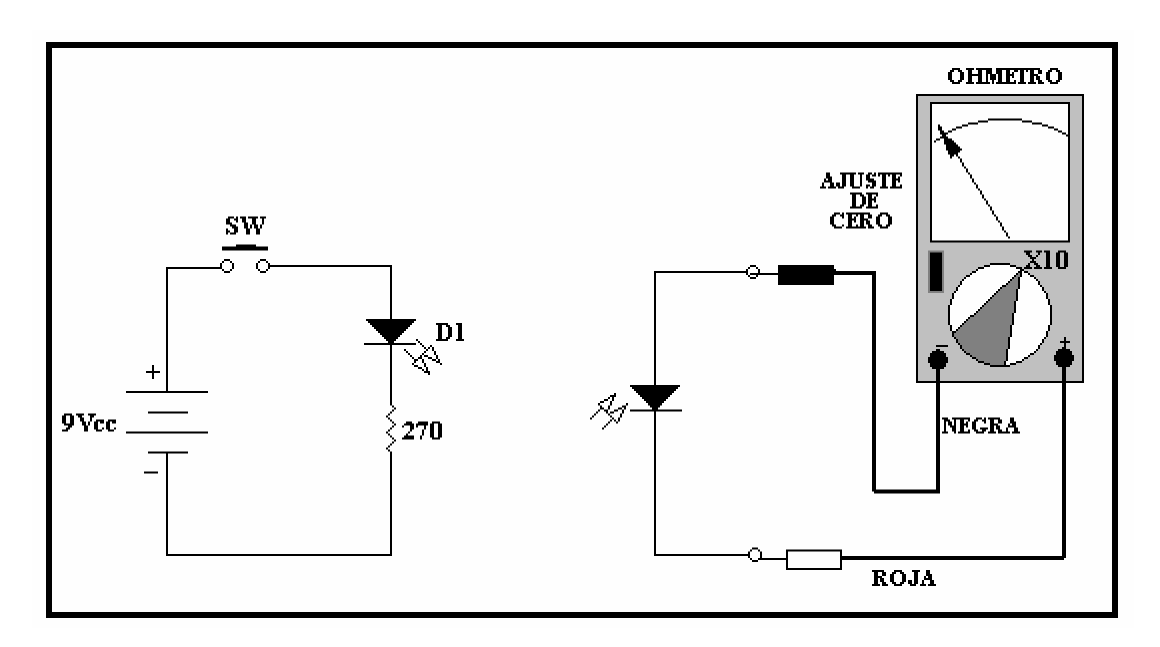


Outlines



DESARROLLOS PRÁCTICOS

1.-Realice la siguiente experiencia:



a)Mantenga el pulsador abierto y mida la resistencia directa e inversa del diodo emisor de luz infrarrojo (D1).

R. directa :... R. Inversa : ....

b)Verifique la resistencia directa e inversa del fotodiodo, modificando la cantidad de luz que incide sobre él.

R. directa a poca luminosidad : ....
R. inversa a poca luminosidad : ....

R. directa a mucha luminosidad : ....
R. inversa a mucha luminosidad : ....

Conclusión: ....
....

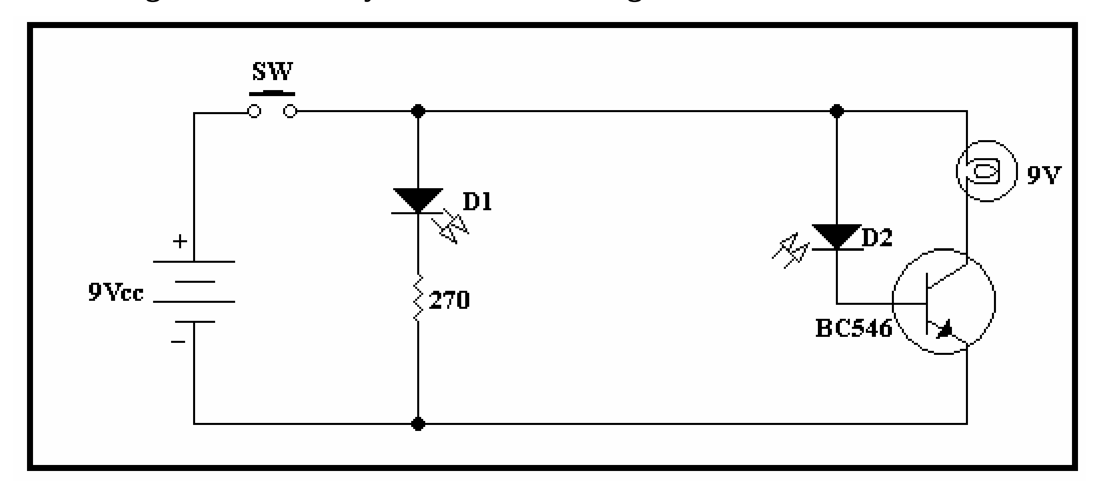
c)Deje intercaladas las puntas del óhmetro (escala X1K) entre los terminales del fotodiodo en el siguiente orden: punta roja del instrumento sobre el cátodo y la punta negra sobre el ánodo. Presione a continuación SW y verifique la lectura del instrumento con SW abierto y SW cerrado.

Lectura del instrumento con SW abierto: ....

Lectura del instrumento con SW cerrado: ....

Conclusión: ....
....

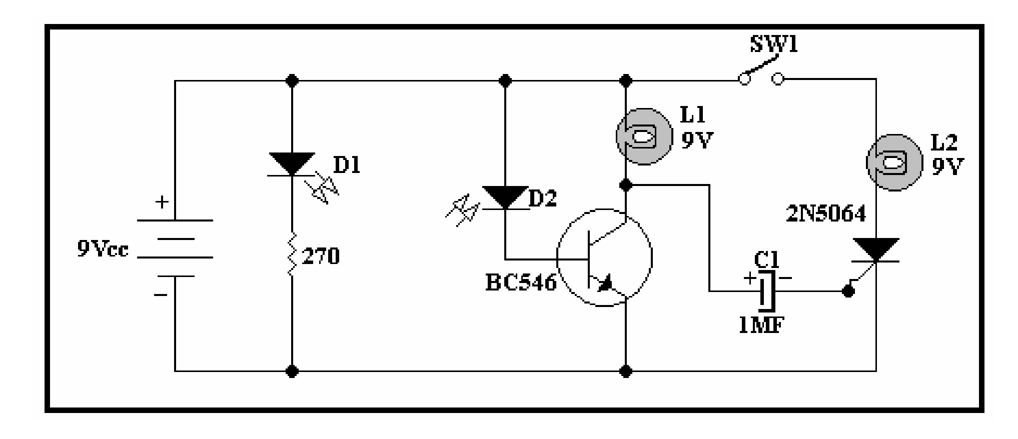
2.- Arme el siguiente circuito y realice en él las siguientes mediciones:



a)Señale que sucede en este circuito al presionar el pulsador SW:................................
....
....

b)Presione nuevamente el pulsador SW y luego bloquee la luminosidad incidente sobre el fotodiodo, anteponiendo un elemento bloqueador entre el emisor y el receptor. Señale lo que sucede: ....
....
....
Conclusión: ....
....

3.-Ensamble el siguiente circuito:



a)Analizar las condiciones bajo las cuales se encuentra el circuito al encontrarse abierto el interruptor SW1:

- El transistor se encuentra: ....
- La lámpara L1 se encuentra : .. ..
- El condensador C1 se encuentra : ....
- El tiristor está en estado de : ....
- La lámpara L2 permanece : ....

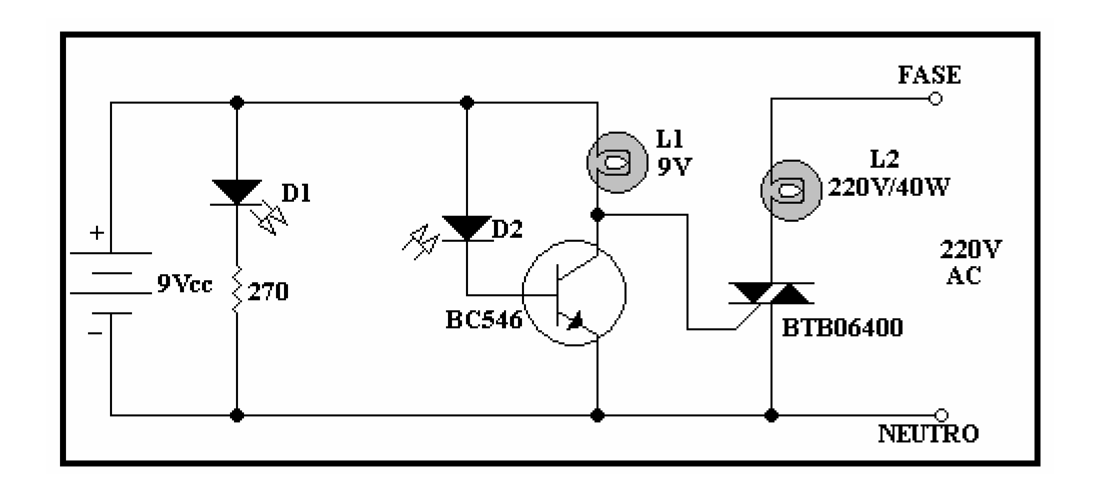
b)Señale las condiciones bajo las cuales se encuentra el circuito al encontrarse cerrado el interruptor SW1:

- El transistor se encuentra: ....
- La lámpara L1 se encuentra : ....
- El condensador C1 se encuentra : ....
- El tiristor está en estado de : ....
- La lámpara L2 permanece : ....

c)Explique que sucede si el circuito se encuentra bajo las mismas condiciones anteriores, es decir con SW1 cerrado, y se coloca un elemento bloqueador del haz de luz entre el emisor y el receptor de infrarrojos:

- El transistor se encuentra: ....
- La lámpara L1 se encuentra : ....
- El condensador C1 se encuentra : ....
- El tiristor está en estado de : ....
- La lámpara L2 permanece : ....

4.-Desarrolle el siguiente circuito:



a)Analice el siguiente circuito y señale:

- ¿Qué sucede si se intercala un elemento bloqueador entre el emisor y el receptor infrarrojo?

....
....
....

- ¿Qué ocurre luego si quitamos el elemento bloqueador?

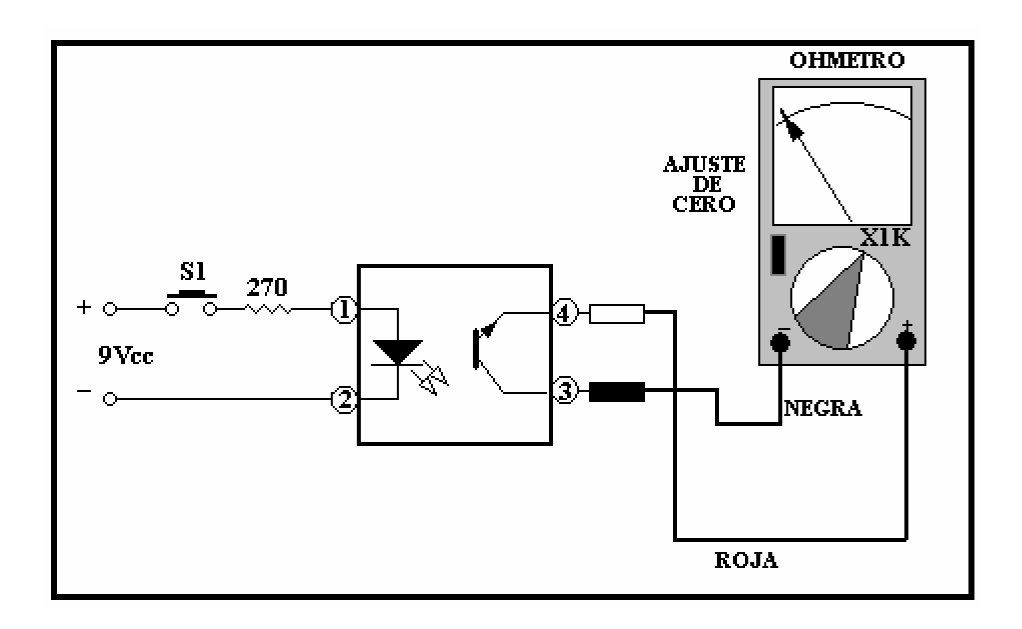
....
....
....

- ¿Por qué el triac no queda permanentemente en conducción una vez gatillado?

....
....
....

FICHA PRÁCTICA DE ACOPLADORES ÓPTICOS

1.-Realizar las siguientes pruebas:



a)Disponga el óhmetro en la escala X1K y mida la resistencia colector y emisor del fototransistor, entre los contactos 4 y 5 del acoplador óptico:

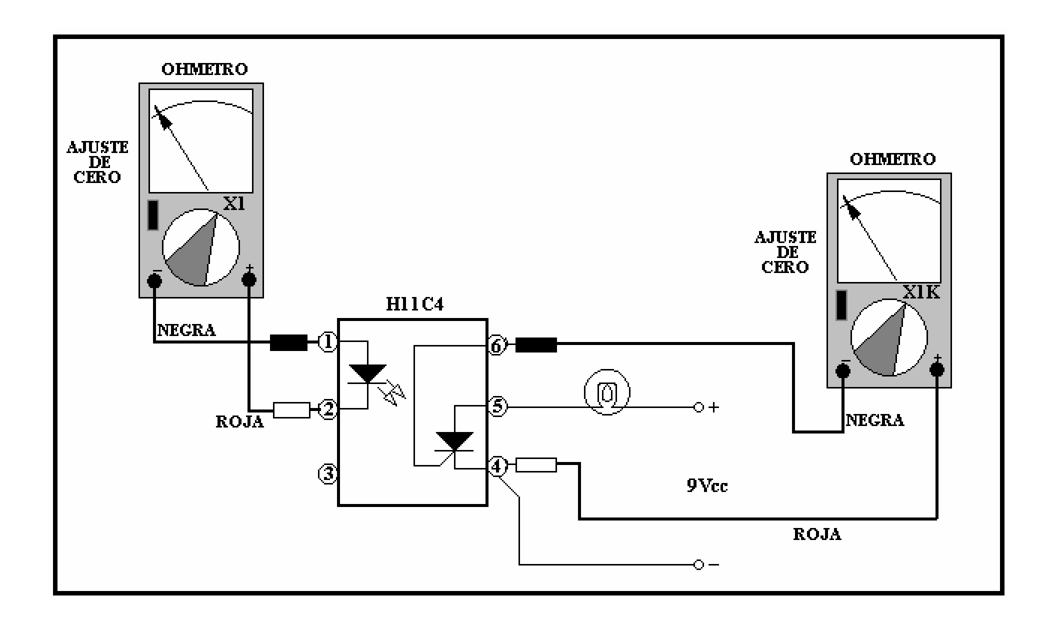
Resistencia medida: ....

b)Repita la experiencia pulsando el pulsador S1.

Resistencia medida: ....

Conclusión: ....
....
....
....
....

2.-Repita la experiencia en la otra forma de acoplador óptico. Para esto montar sobre el protoboard el acoplador óptico H11C4 y realizar la siguiente pauta:



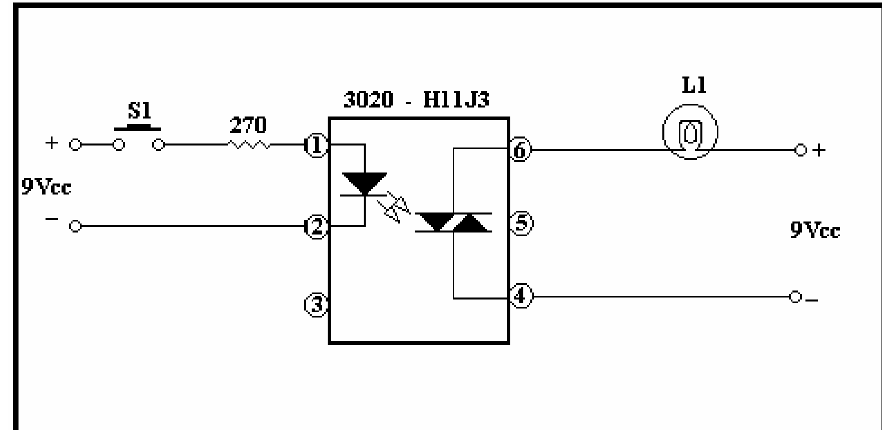
a)Dispare el fototiristor a través del óhmetro (X1), disponiendo la punta negra sobre el gatillo (pin 6) y la punta roja sobre el cátodo (pin 4):

Resultado obtenido: ....
....
....

b)Dispare el fototiristor polarizando a través del óhmetro (X1) al diodo emisor de infrarrojos existente entre los pines 1 y 2 del acoplador ópt ico...

Conclusión: ....
....
....

3.-Montar sobre el protoboard el optoacoplador H11J3 ó M0C3020 y realice las siguientes pruebas:



a)Presione el pulsador S1 y anote los resultados: ....
....
....
....
....

b)Explique lo que sucedió en el circuito: ....
....
....
....
....
....

c)Una vez disparado el fototriac, señale de que forma se puede conseguir su bloqueo :
....
....
....
....
....

4.-Montar sobre el protoboard el acoplador óptico 4N26 y realizar las siguientes pruebas:

a)Verifique el estado del diodo emisor de infrarrojos y del fototransistor a través del óhmetro

Diodo emisor

Resistencia directa : .... Resistencia inversa : ....

Conclusión: ....
....
....
....
....

Fototransistor

R. directa B – E :............................. R. Directa B – C : ....
R. inversa B –E : .... R. Inversa B – C : ....
R1 C - E : .... R2 C - E : ....

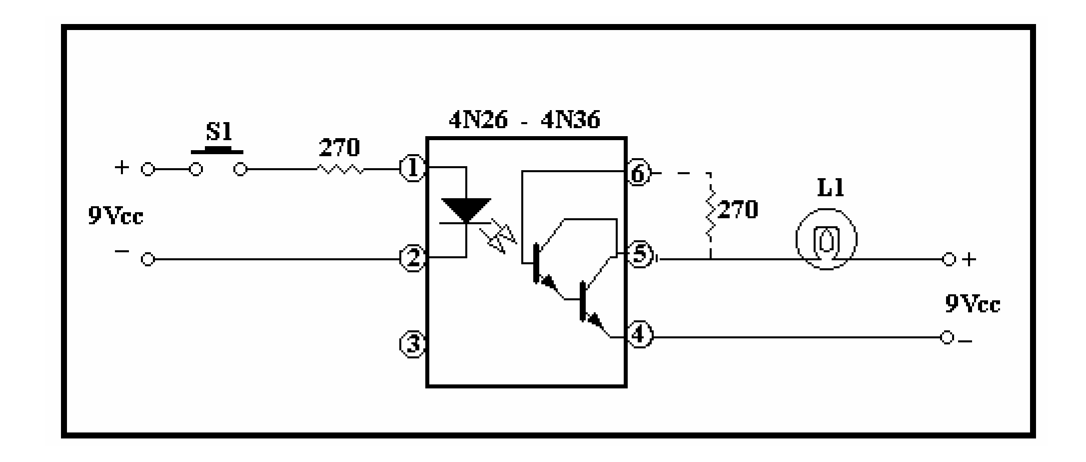
Estado del fototransistor: ....
....
....

b)Alimente el circuito tal como lo señala la figura y conecte entre los pines 5 y 6 del acoplador óptico una resistencia de 270 óhms. Observe lo que sucede:

Observación: ....
....
....
Explique la causa :..
....
....
c)Presione el pulsador S1 y observe lo que sucede:

Explique la causa :...................................... ....
....
....
Conclusión: ....
....
....

5.-Arme el siguiente circuito:



a)Verificar el estado del diodo emisor de infrarrojo y del fototransistor Darlington co n el óhmetro:

Diodo emisor

Resistencia directa : .... Resistencia inversa : ....

Conclusión: ....
....
....
....
....
Fototransistor

R. directa B – E :............................. R. Directa B – C : ....
R. inversa B –E : .... R. Inversa B – C : ....
R1 C - E : .... R2 C - E : ....

Estado del fototransistor: ....
....
....
....
....

b)Alimente el circuito tal como lo señala la figura figura y conecte entre los pines 5 y 6 del acoplador óptico una resistencia de 270 óhms. Observe lo que sucede:

Observación: ....
....
....

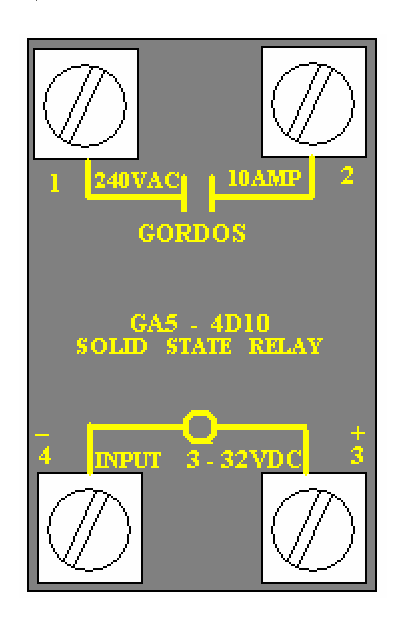
Explique la causa :...
....
....
....

FICHA DE PRÁCTICA CON RELES DE ESTADO SÓLIDO (SOLID STATE RELAY O SSR)

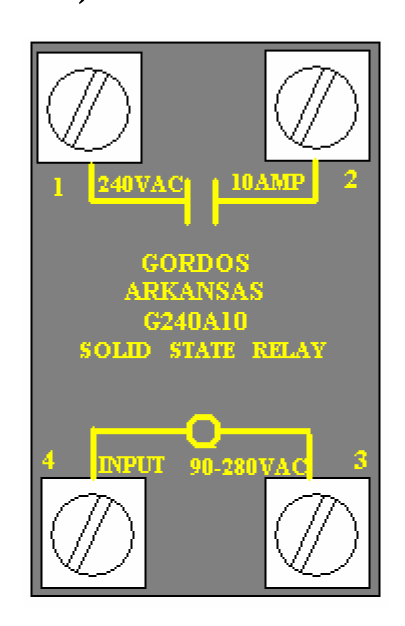
Un SSR es básicamente un interruptor electrónico con acoplamiento óptico.
Estos dispositivos se clasifican de la siguiente forma:

1.-De acuerdo a la señal de excitación de entrada:

a)SSR con excitación DC.

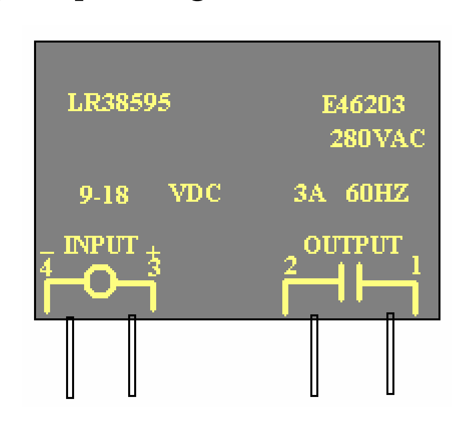


b)SSR con excitación AC.



2.-De acuerdo a la carga que activarán:

a)SSR para cargas AC.



b)SSR para cargas DC.

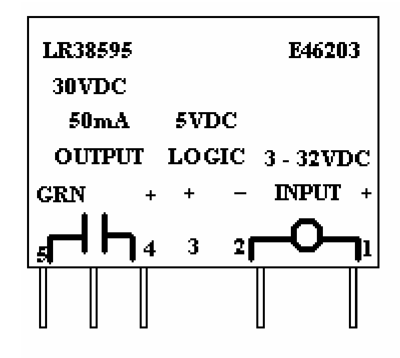
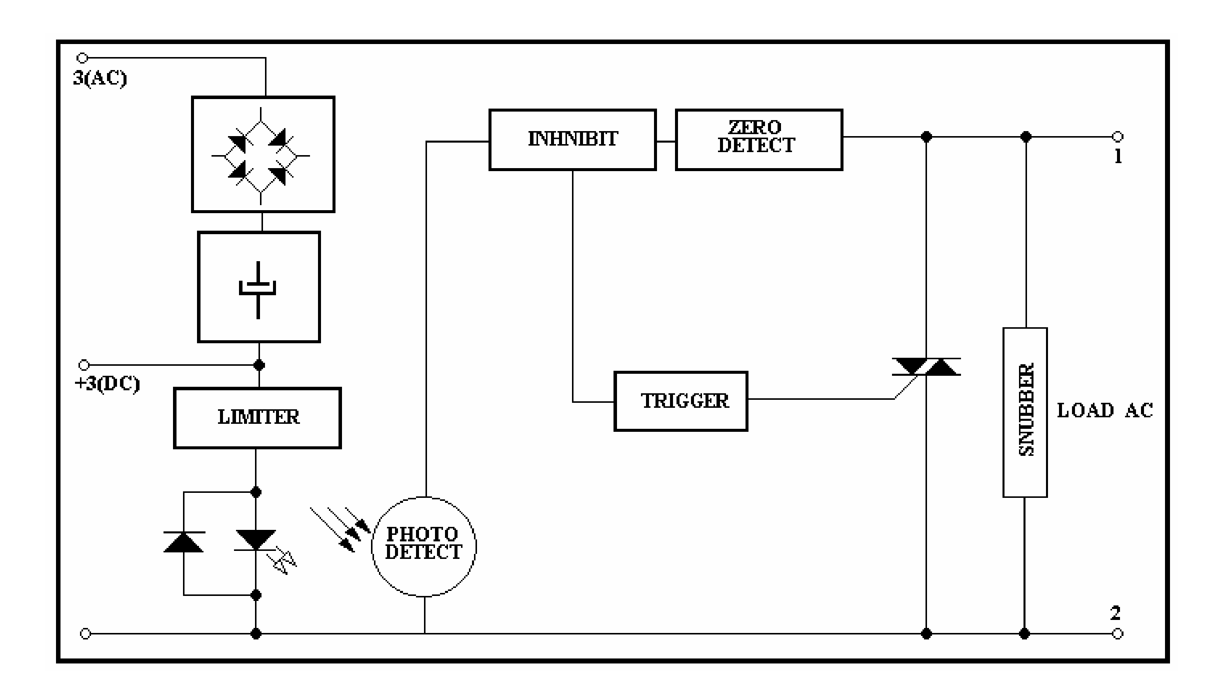


DIAGRAMA EN BLOQUES DE UN SSR.-



1.-Circuito de entrada.-

En todos los SSR el circuito de entrada es diferente para señales de control DC y AC.

Los modelos DC contienen una resistencia limitadora interna, la cual permite limitar la corriente a través del diodo emisor de infrarrojos.

El diodo de silicio que se encuentra en paralelo inverso con el diodo emisor de infrarrojos, permite proteger al emisor contra las polaridades inversas.

Los modelos AC, en cambio, contienen un puente rectificador y un condensador como filtro, para proporcionar voltaje DC al diodo emisor de infrarrojos, a través de una resistencia limitadora para cualquiera de las polaridades de entrada.

2.-Acoplador óptico.-

Los SSR cumplen aislamiento optoeléctrica entre los terminales de entrada y los de salida, y aislamiento cerámica entre ambos terminales y la carcasa. Esto permite garantizar aislaciones eléctricas de hasta 2500 volts entre los terminales de entrada y de salida o entre cualquier terminal y la carcasa del relé.

3.-Terminales de salida.-

Los contactos de salida de todo SSR carecen de partes móviles, ya que se conectan por medios totalmente electrónicos.

La corriente de carga puede ser controlada por un par antiparalelo de SCR o por un triac.

Los SSR existen con rangos de corriente de hasta 45A y con voltajes de operación nominales de 120, 240 y 480V.
Para cargas superiores a 10A, un buen SSR usa varios SCR para permitir una transferencia calorica suficiente.

4.-Cruce por cero.-

Este circuito se activa cuando el seno del voltaje de entrada (voltaje en la carga) pasa por cero.
Sin importar cuando fue aplicada la señal de control, no fluye corriente hacia la carga mientras el voltaje de entrada no pase por cero.

5.-Repulsador (Snubber).-

Controla la velocidad máxima de cambio de voltaje a través del triac o SCR a un limite permisible.

SOBRECARGAS DE LOS SSR

TIME seconds	**TIME ciclos**	**3 Amp. Peak Amps.**	**5 Amp. Peak Amps**	**10 Amp. Peak Amps**	**25 Amp. Peak Amps**	**45 Amp. Peak Amps**
.017	1	25	55	110	250	650
.050	3	20	43	85	175	420
.100	6	17	35	70	140	320
.200	12	15	30	60	112	245
.500	30	12	25	50	80	175
1	60	10	21	40	67	134
2	120	9.5	19	33	53	119
3	180	8.5	18.5	32	49	98
4	240	8	18	31	47	95
5	300	7.5	17.5	30	45	91
10	600	7	17	28	42	84

TABLA DE ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS DE LOS SSR

CONTROL DC

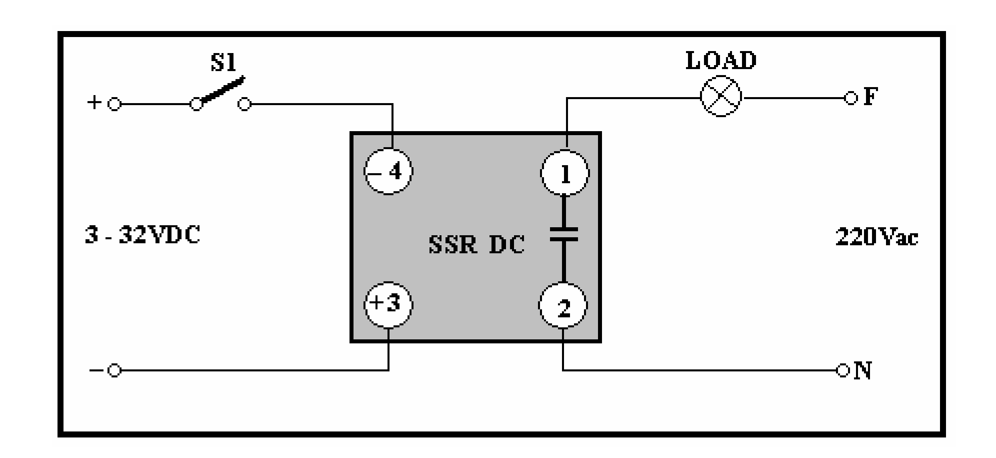
Modelo Nº	Voltaje AC nominal	Promedio corriente nominal amp	1 Ciclo (Amps) Peak	Resist. nominal de entrada	Voltaje captor de señal	Voltaje de señal drenada	Estado fuga externa máxima M.A.	Rango de voltaje de operación AC	Primer tiempo promedio t = 8.3 mili-seg.	Voltaje de aislación estándard	θje Watts	Disipación W/Amp.
120 D3	120	3	25	1000	3 VDC (32 V allowed)	1 VDC	5 ma	12-140	2.5	2500 V-RMS	11	1,6
120 D5		6	65				9 ma		12,5		3.5	1,5
120 D10		10	110				9 ma		60		1,3	1,6
120 D25		75	250				15 ma		260		1.2	1,3
120 D45		45	650				15 ma		1750		,67	,9
240 D3	240	3	25				5 ma	24-280	2.5		11	1,7
240 D5		6	55				9 ma		12,5		3,5	1,5
240 D10		10	110				9 ma		60		1,3	1.6
240 D25		25	250				15 ma		260		1.2	1,3
240 D45		45	650				15 ma		1750		,67	,9
480 D10 12	480	10	110				8 ma	100 530	50		1,2	2 5
480 D15-12		15	150				8 ma	100 530	90		,65	2.5
575 D15-12	600	15	150				10 ma	100-650	90		,66	2,5

CONTROL AC

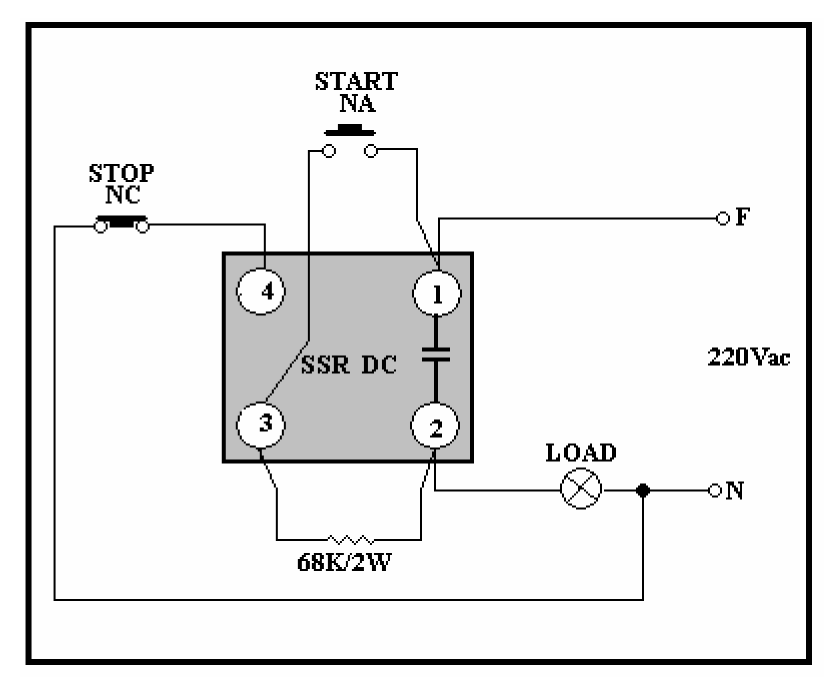
Modelo Nº	Voltaje AC nominal	Promedio corriente nominal amp.	1 Ciclo (Amps) Peak	Resist. nominal de entrada	Voltaje captor de señal	Voltaje de señal drenada	Estado fuga externa máxima M.A.	Rango de voltaje de operación AC	Primer tiempo promedio t = 8,3 mili-seg.	Voltaje de aislación estándard	θC Watts	Disipación W/Amp.
120 A10	120	10	110	33 K	85 VAC (280 allowed)	10 VAC	9 ma	12-140	50		1,3	1,6
120 A25		25	250				15 ma		260		1,2	1,3
120 A45		45	650				15 ma		1750		,67	,9
240 A10	240	10	110				9 ma	24-280	50		1.3	1.6
240 A25		25	250				15 ma		260		1.3	1.3
240 A45		45	650				15 ma		1750		,67	9

DESARROLLOS PRÁCTICOS CON SSR

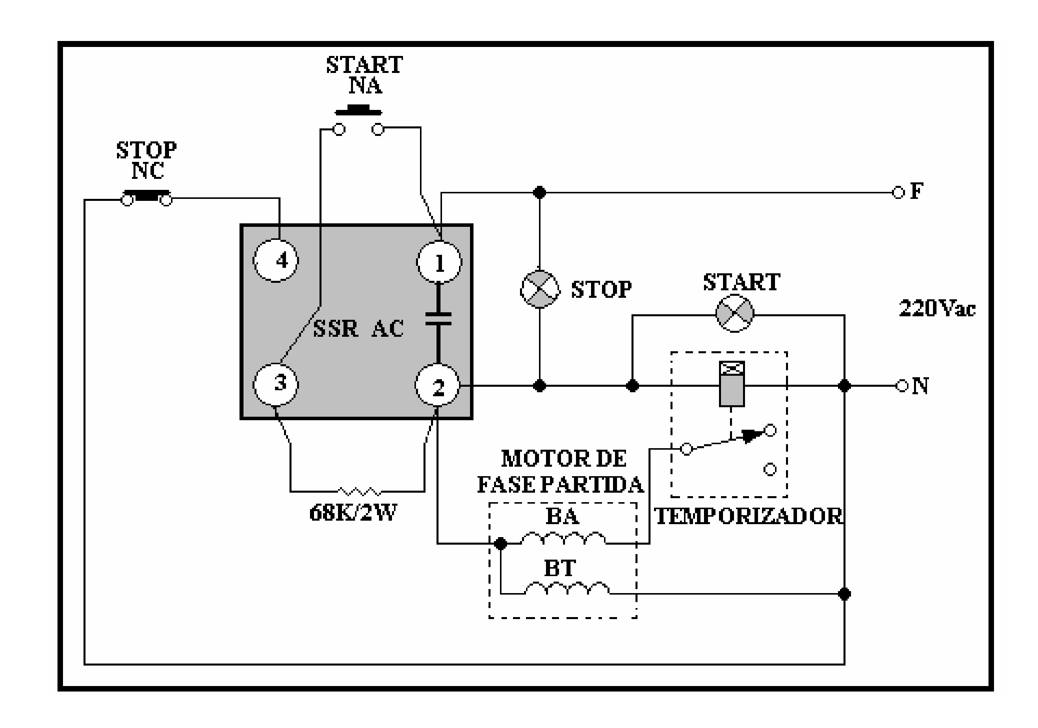
1.-SSR para control DC.-



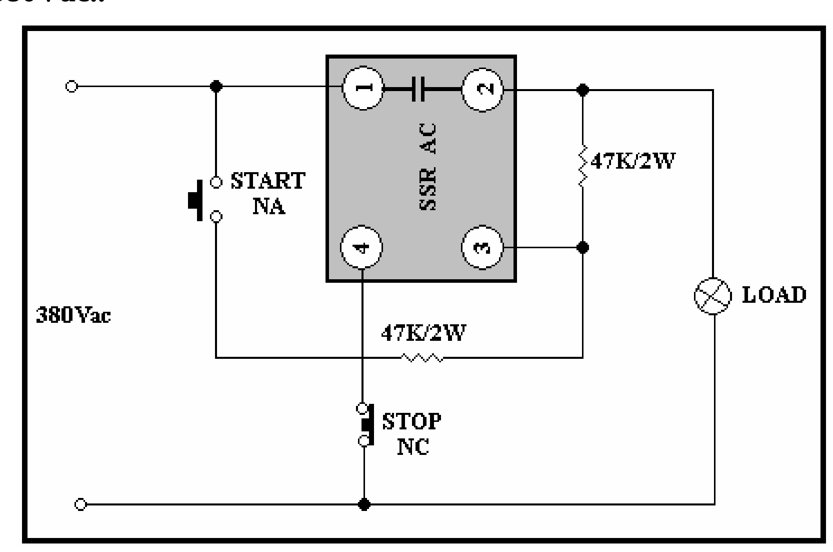
2.-SSR para control AC con botoneras STOP y START, para voltajes de línea de 220Vac.-



3.-SSR para control AC. Sistema de arranque electrónico para motor de fase partida con desconexión del bobinado de arranque a través de temporizador. -

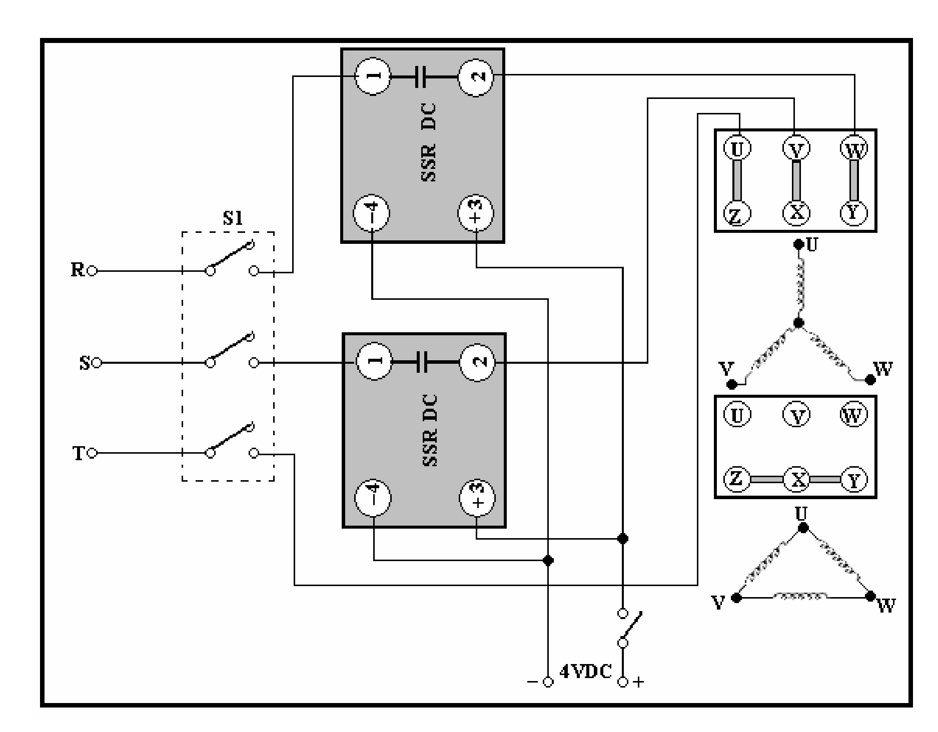


4.-SSR para control AC. SSR con botoneras STOP y START para voltaje de línea trifásico de 380Vac..-

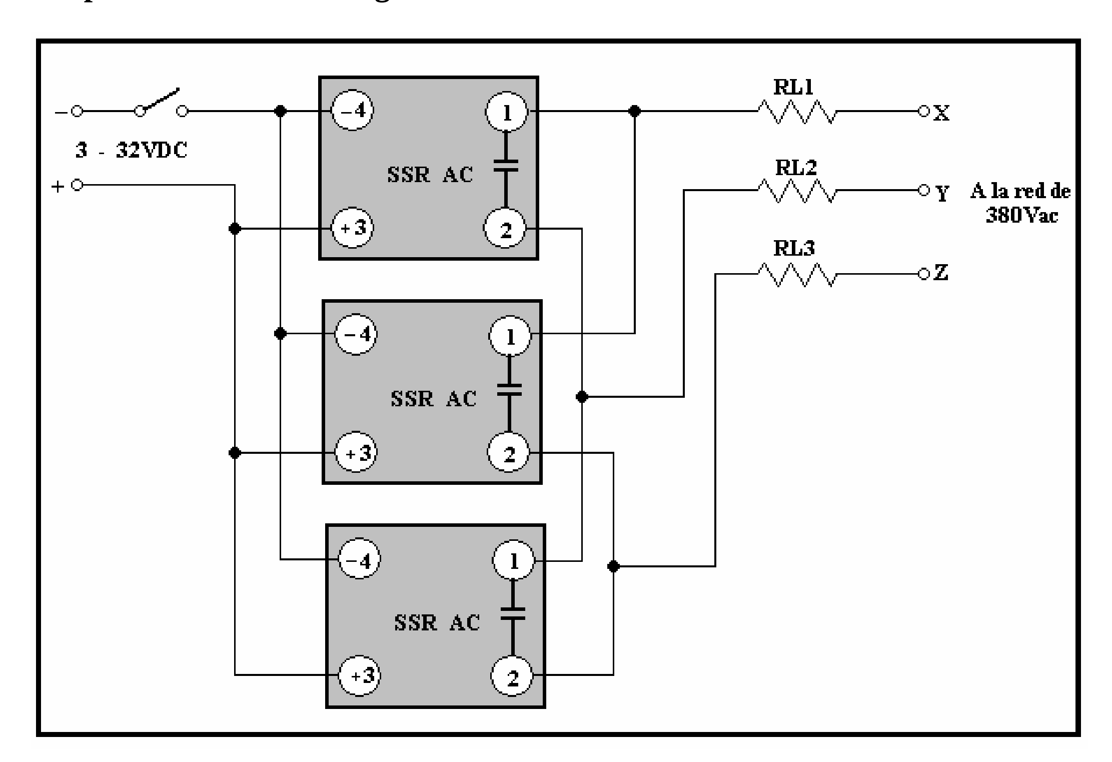


AC LINE VOLTAGE	R1	R2
120V	4.7K	0
240V	68K	0
480V	47K	47K
	2W	2W

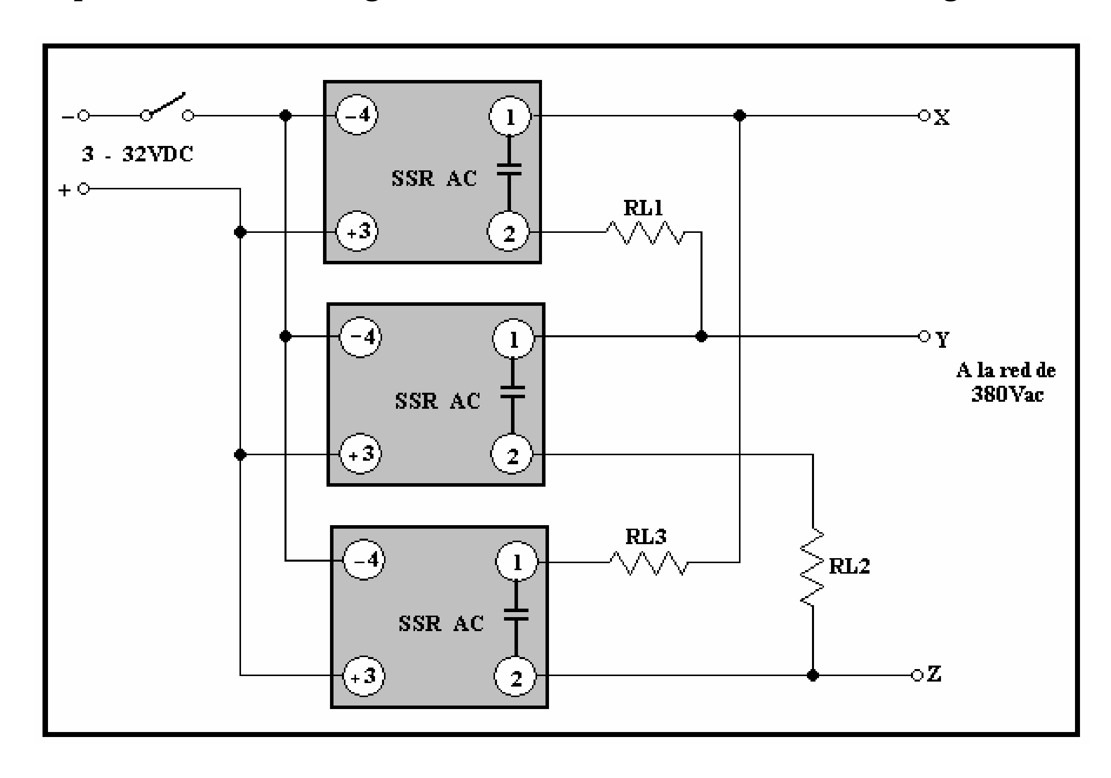
5.-SSR para control DC. Partidor trifásico con SSR.



6.-SSR para control DC. Cargas trifásicas resistivas con ectadas en estrella.-

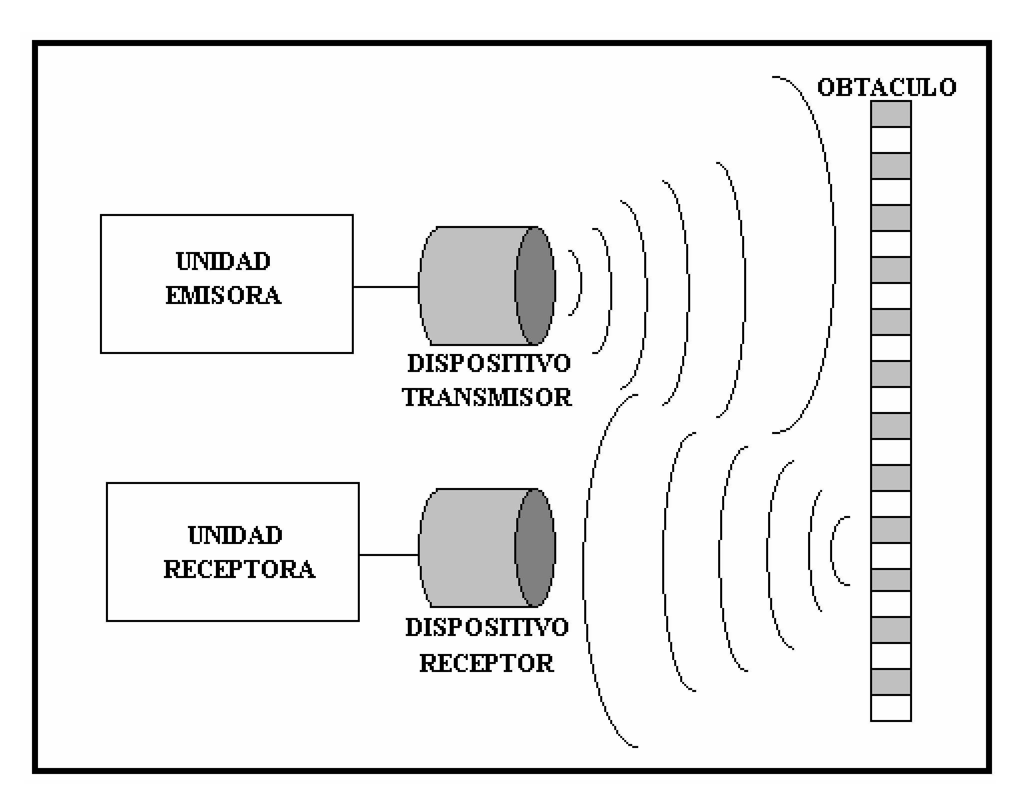


7.-SSR para control DC. Cargas trifásicas resistivas conectadas en triángulo. -



SISTEMA DE ALARMA CON EMISIÓN Y RECEPCIÓN ULTRASÓNICA

El circuito de alarma propuesto para su implementación basa su operación en la acción de emitir y recibir señales acústicas de alta frecuencia, situación que se ilustra en el siguiente esquema:

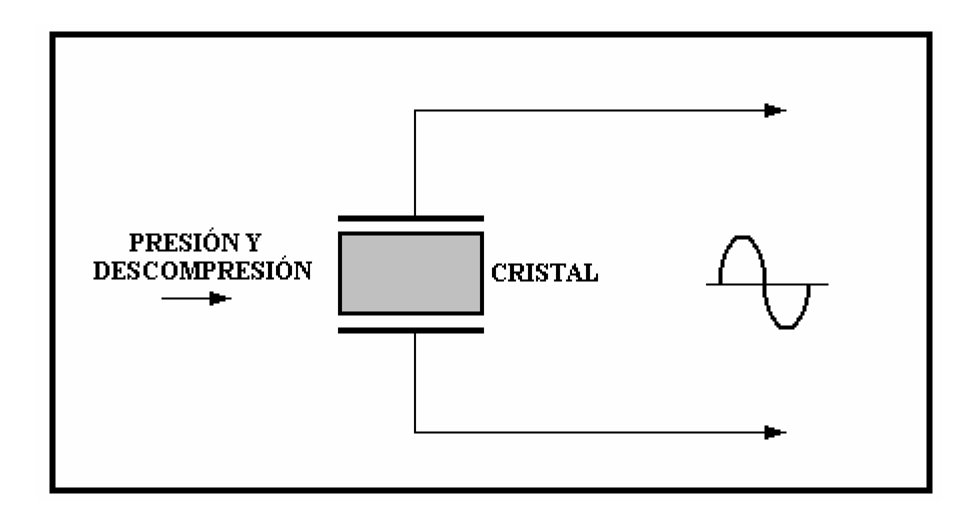


Mientras el entorno a través del cual se desplazan las ondas sonoras permanece estable, la intensidad de la señal recibida por el receptor se mantiene constante, lo cual hace que el sistema se mantenga en las condiciones mostradas.
Cuando el entorno a través del cual se desplazan las ondas sonoras cambia, entonces se producen variaciones en el nivel de intensidad de las ondas acústicas recibidas por la unidad receptora, siendo esta la situación que detecta la unidad y que pone en estado "ON" al relé que actuará sobre el sistema de alerta.
Tanto el dispositivo emisor como el receptor, son elementos que basan su operaci ón en el efecto piezo eléctrico.

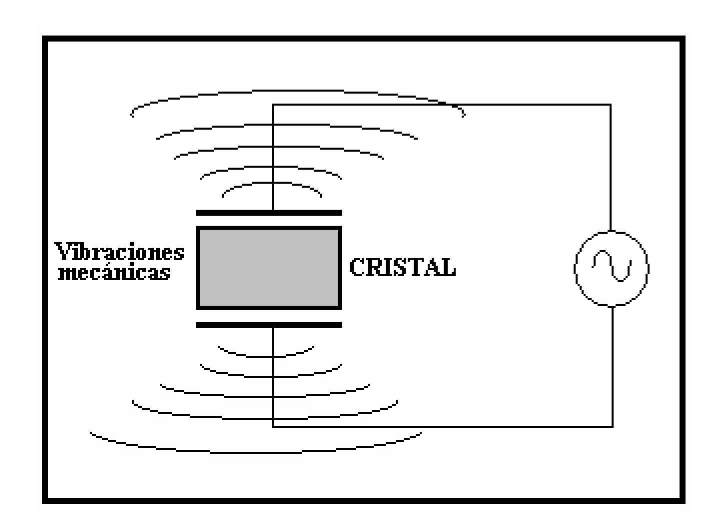
Efecto piezo eléctrico.-

Básicamente el efecto piezo eléctrico es la capacidad que poseen algunos cuerpos para generar energía eléctrica cuando son sometidos a distorsiones o presiones físicas. De la misma forma, cuando estos materiales son sometidos a la acción de un campo eléctrico, tienden a deformarse físicamente.
En el siguiente esquema se ilustra la forma en la cual reacciona el cristal de cuarzo cuando es sometido a distintas presiones físicas. Como se puede observar en el diagrama

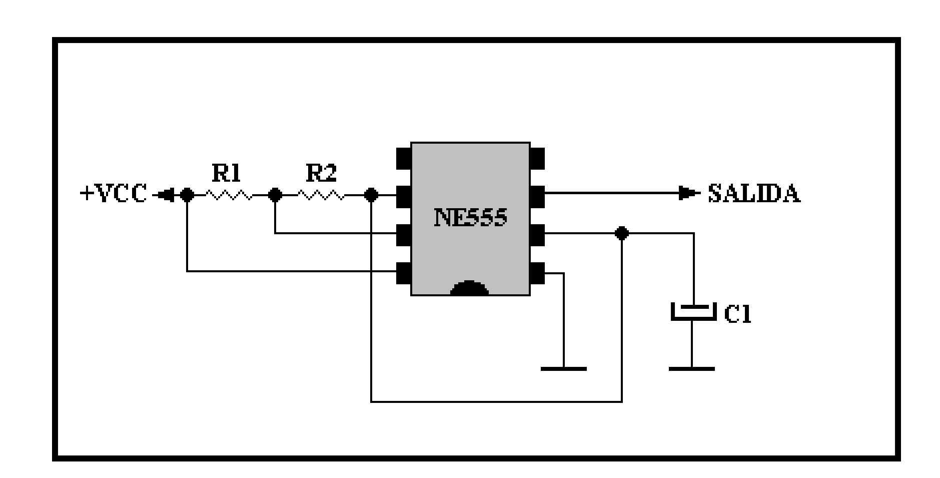
correspondiente, el cristal genera una diferencia de potencial cuya polaridad queda condicionada por la compresión o descompresión que le es aplicada. De esta forma, cuando el cristal es sometido a vibraciones mecánicas, entre sus caras aparece un voltaje alterno con una magnitud proporcional a la amplitud de las vibraciones mecánicas, y cuyo valor de frecuencia corresponderá al de las mismas vibraciones.



A continuación se muestran los sucesos que se originan cuando el cristal es sometido a un voltaje alterno. Como se puede observar, se produce ahora todo lo contrario a la situación anterior, es decir, es el cristal el que vibra mecánicamente por acción de la diferencia de potencial alterna aplicada entre sus caras.



En este sistema, la emisión de ondas acústicas es realizada por el circuito que se muestra a continuación y que corresponde a un clásico circuito de reloj, implementado en torno al integrado NE555.

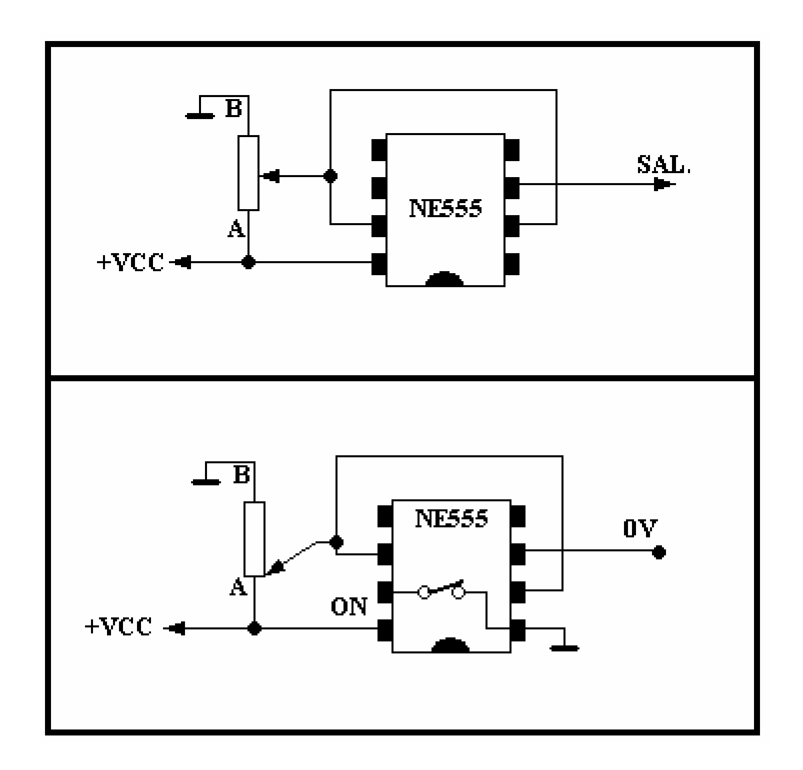


La frecuencia de trabajo de este circuito queda determinada por los componentes R1, R2 y C1, los cuales, de acuerdo a sus valores, determinan la frecuencia de la onda cuadrada que se obtiene a través del terminal Nº3 de este integrado.

Funcionamiento del circuito.-

Con el objeto de resumir la operación del circuito integrado NE555, nos referiremos al diagrama siguiente, donde podemos apreciar una configuración simplificada en la cual se han unido los terminales 6 y 2, para luego conectarse al punto medio de un potenciometro. En este diagrama solo se hace referencia a la función de sus terminales, sin considerar las acciones internas del integrado.

Cuando el cursor del potenciómetro se desplace hacia el punto A, el voltaje presente en los terminales 6 y 2 aumenta. Cada vez que el voltaje en el pin Nº6 del integrado se hace igual o mayor a dos tercios del Vcc, la salida, que corresponde al pin Nº3, se pone al pote ncia de masa, mientras que el pin Nº7 queda en estado ON, tal como se muestra en el siguiente diagrama. Cuando el cursor del potenciómetro se desplaza hacia el punto B, el voltaje presente entre los terminales 6 y 2, con respecto a masa, disminuye. Cuando el voltaje presente en el pin Nº2 del integrado alcanza un valor igual o inferior a un tercio del Vcc, la salida correspondiente al pin Nº3 se pone a potencial de masa, mientras que el pin Nº7, del mismo integrado, se pone en estado OFF.



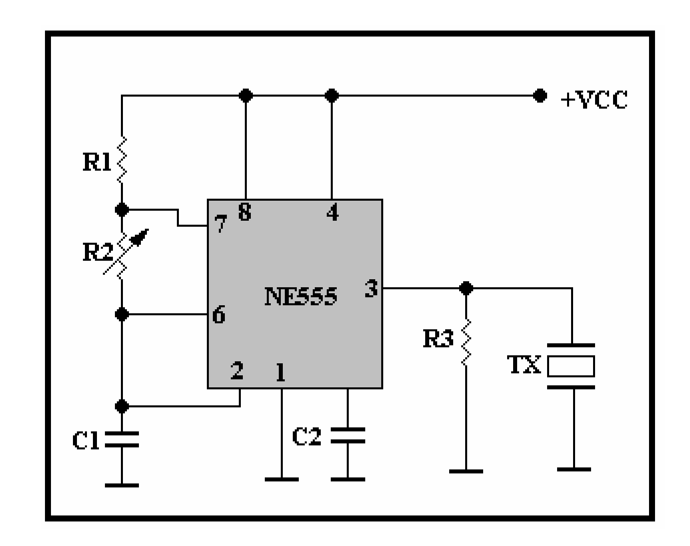
Resumiendo:

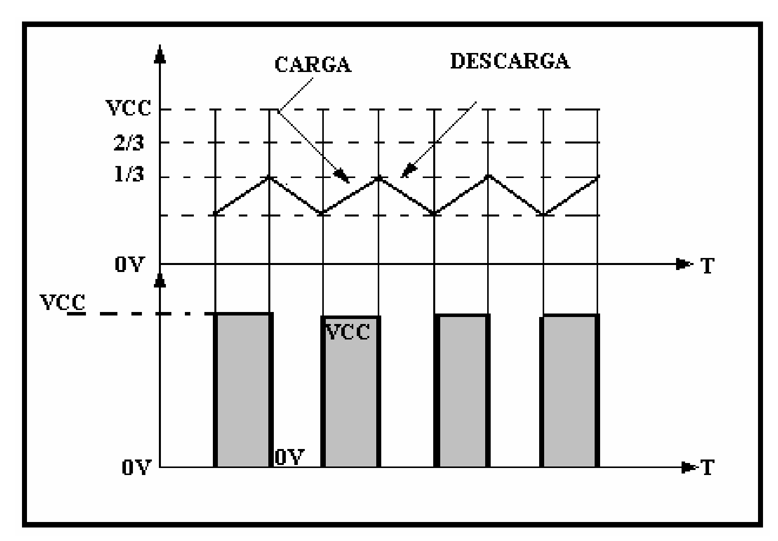
- Cada vez que el voltaje en el pin Nº6 (umbral) del integrado alcanza un valor igual o mayor a 2/3 del Vcc, la salida se pone al potencial de masa.

- Cada vez que el voltaje en el pin Nº2 (reset) del integrado alcanza un valor igual o menor a 1/3 del Vcc, su salida se pone al valor del Vcc.

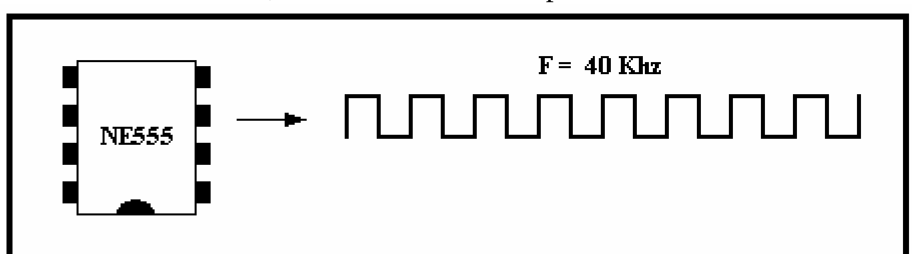
- Cuando la salida está al valor del Vcc, el pin Nº7 se encuentra en estado ON.

En el circuito siguiente tenemos la configuración completa del circuito de reloj utilizado para generar la componente de alta frecuencia que llegará al dispositivo de emisión acústico. En esta figura se podrá apreciar, además, el sentido de circulación de las corrientes de carga y descarga del condensador C1. Notese que la carga del condensador se efectúa a través de los resistores R1 y R2. La carga del condensador se lleva a cabo a través de los resistores R1 y R2, que para estos efectos estarían conectados en serie, mientras que la descarga del mismo se realiza solamente a través de R2 y el terminal Nº7 del integrado.





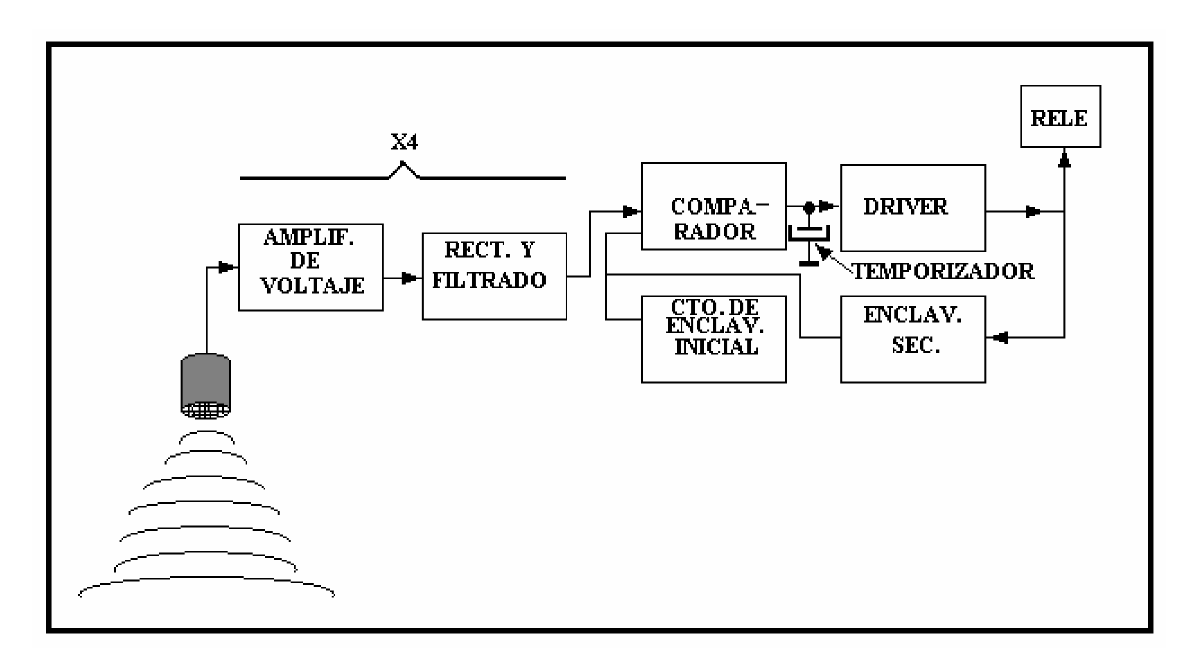
En el siguiente gráfico se muestra la relac ión en el tiempo de las cargas y descargas del condensador con respecto a los estados de salida que existen a la salida del circuito integrado. Como se puede apreciar, mientras el condensador se carga, el estado a la salida del integrado corresponde al val or del Vcc, mientras que cuando el mismo se descarga, la salida se encuentra al potencial de masa. Se debe observar en este gráfico, que los cambios de los estados de salida del circuito integrado NE555, se producen en los instantes en que el voltaje del condensador C1 pasa por 1/3 del Vcc y por 2/3 de Vcc.
El voltaje obtenido a la salida del circuito integrado NE555 es el que queda aplicado al dispositivo piezo eléctrico emisor, con una frecuencia aproximada de 40Khz.



El resistor R3, de 1K, que se encuentra conectado en paralelo, actúa como amortiguador, evitando por una parte que el voltaje "reflejo" del elemento emisor forme ondas estacionarias y por otro lado constituye una carga para evitar oscilaciones parásitas.
El condensador C2 de 0,1 μF, estabiliza el voltaje de referencia interno del 555, con el objeto de mantener estable el valor de la frecuencia de salida.

UNIDAD RECEPTORA

Esta parte del sistema es la encargada de recibir y procesar las vibraciones acústicas irradiadas a través del medio ambiente por la unidad transmisora.
Con el objeto de simplificar la explicación acerca de su operación, nos referiremos inicialmente al siguiente diagrama en bloques:

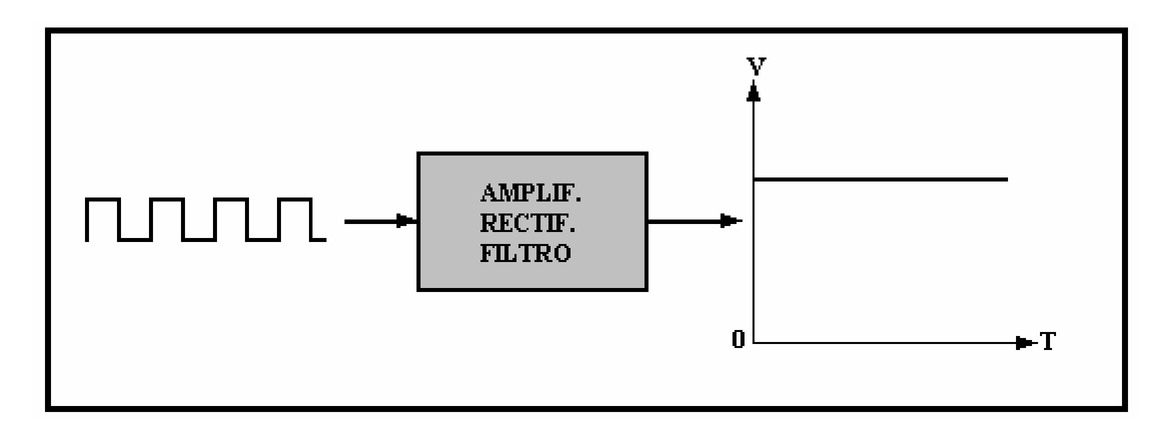


Básicamente la unidad receptora consta de 4 pasos amplificadores de voltaje, cuatro circuitos rectificadores, cuatro circuitos de filtro, un comparador, un circuito de enclavamiento inicial, un circuito de enclavamiento secundario y una unidad de potencia (driver) que acciona al relé.
Los circuitos amplificadores junto a sus correspondientes rectificadores, constituyen una sola sección cuya finalidad es la de transformar las variaciones de intensidad de la señal de alta frecuencia.
La función del circuito comparador es detectar las variaciones de nivel de la componente contínua entregada por el circuito anterior.
El circuito de enclavamiento fija el estado del comparador en un comienzo, con el objeto de evitar que las fluctuaciones iniciales activen a la unidad de salida, situación que se mantiene durante corto periodo de tiempo e indicada hacia el exterior.

Otra parte del circuito de enclavamiento se encarga de mantener la situación del comparador una vez que este ha sido activado, evitando que una nueva fluctuación de la señal de entrada vuelva a disparar al circuito comparador.

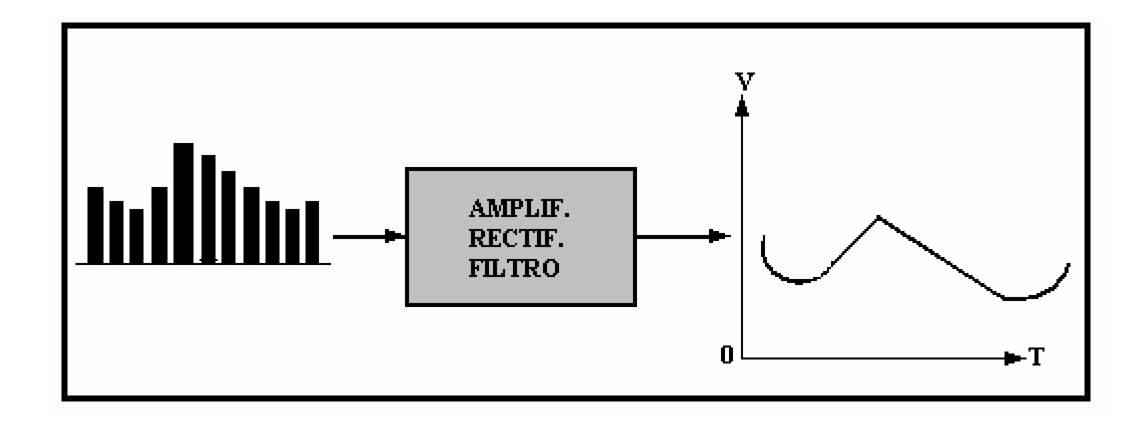
Finalmente la unidad de potencia acciona a un relé en función de los estados de salida del circuito comparador, manteniendo la activación por un corto periodo de tiempo.

Cuando las condiciones ambientales, a través de las cuales se desplaza el sonido, permanecen estables, la señal recepcionada por el dispositivo de entrada tendrá una amplitud siempre constante. Como se puede apreciar en el diagrama siguiente, al ser constante la amplitud de la señal ultrasónica recepcionada, se tendrá a la salida del último rectificador una componente contínua sin variaciones.



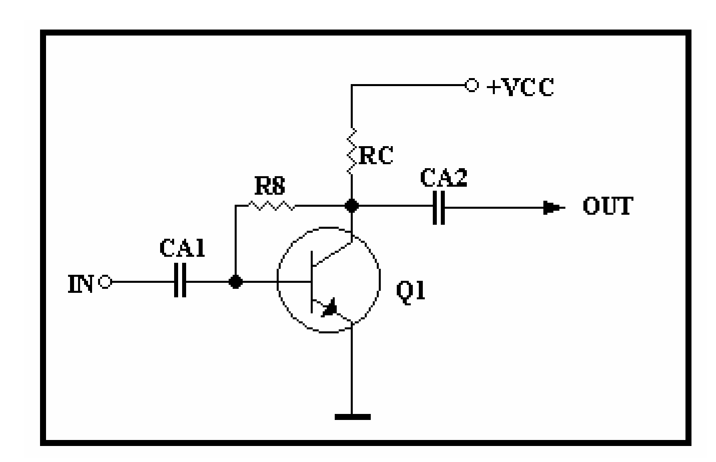
A continuación se muestra lo que sucede cuando el nivel del ultrasonido recepcionado cambia debido a las modificaciones que pudieran existir a través del medio por el cual se desplazan.

Como se puede observar, la componente contínua presentará variaciones en el nivel de voltaje, que serán detectados por el comparador.

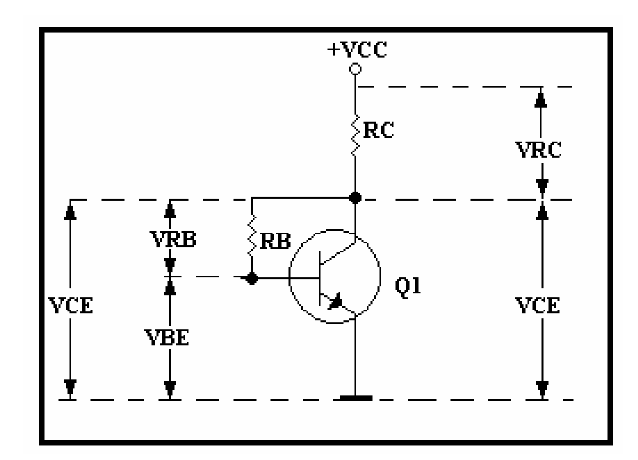


En el siguiente esquema se muestra la configuración de uno de los circuitos amplificadores de voltaje que constituyen a la sección amplificadora.

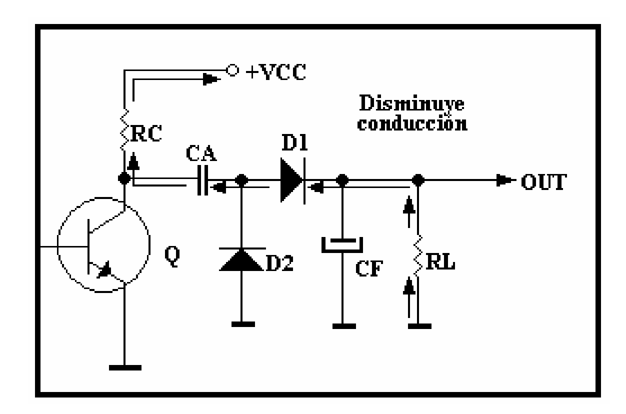
Como se puede apreciar, el transistor se encuentra en montaje de emisor común, lo que en principio determina su capacidad como amplificador en voltaje.
De acuerdo con la forma de obtener la polarización de base del transistor, podemos concl uir que este se encuentra realimentado en forma negativa, con lo que se consigue la estabilización de su polarización estática, además de limitarse significativamente el nivel de amplitud de la señal amplificada.
Los condensadores de acoplamiento, tanto a la entrada como a la salida del circuito, tienen por función dejar pasar a la componente alterna correspondiente a la señal y bloquear el paso de la componente contínua.



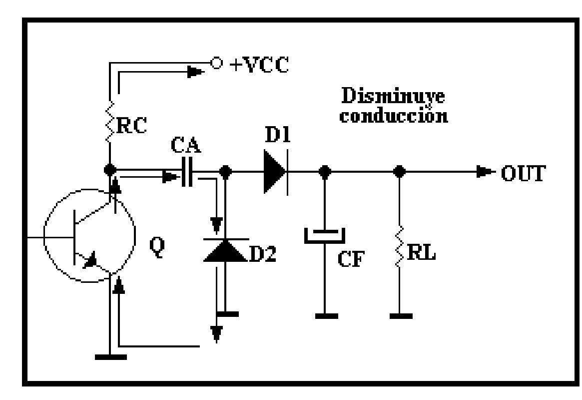
Para comprender el porque se produce la realimentación negativa, nos referiremos al siguiente circuito, en el cual se indican los distintos voltajes que aparecen en condiciones normales de operación.
Como se puede apreciar en el diagrama correspondiente, el voltaje desde el cual se polariza la base del transistor corresponde al existente entre colector y emisor del mismo, por esta razón tendremos que la misma señal amplificada producirá variaciones en la polarización de base y, que además, estas tendran sentido opuesto a la polaridad de la señal que se encuentra ingresando al transistor.
Con el objeto de resumir la acción de la realimentación negativa, digamos que e sta consiste en la devolución de parte de la señal amplificada al circuito de entrada, llegando desfasada en 180º con respecto a la señal de entrada, razón por la cual tiende a mantener estable la conducción del transistor, disminuyendo en consecuencia la amplitud resultante de la señal amplificada.
Cabe hacer notar que el nivel de la realimentación negativa es proporcional a la magnitud de la señal de entrada, razón por la cual su acción es igualar los niveles de las señales de salida.



En el siguiente diagrama tenemos la configuración de uno de los circuitos rectificadores con sus filtros de salida. También se ha representado el transistor que le antecede con su correspondiente resistencia de carga.



Cada vez que el transistor disminuye su conducción, el condensador CA se carga a través del resistor RL que se encuentra en paralelo con CF, el diodo D1 y el resistor de carga del transistor (RL). Cuando el transistor aumenta su nivel de conducción, el voltaje de colector a emisor disminuye, por lo cual el condensador de acoplamiento debe descargarse, situación que se muestra a continuación:

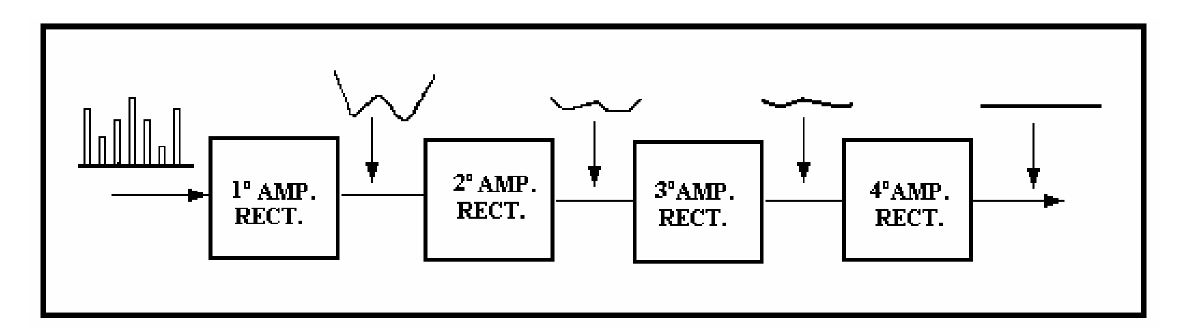


Nótese que cuando el condensador CA se descarga, también hace lo mismo el condensador indicado como CF, produciendo una corriente de descarga a través del resistor indicado como RL, en cuyos extremos se desarrolla un voltaje contínuo que se mantendrá constante en la medida que se mantenga estable la amplitud de la señal de entrada.

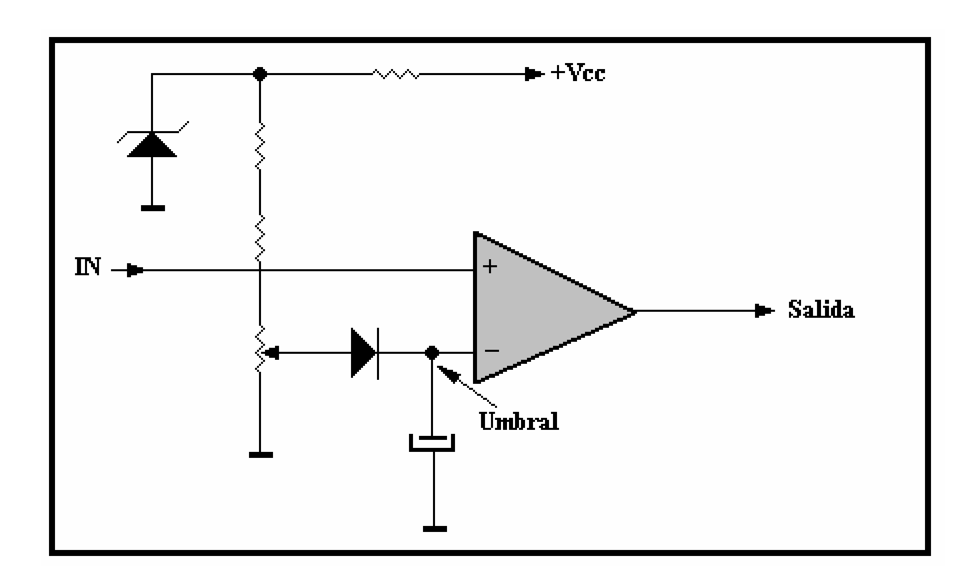
En general, la configuración circuital de los amplificadores es prácticamente la misma, existiendo solamente diferencia en los valores de los componentes que constituyen a cada amplificador.

La razón por la cual los componentes que constituyen a cada amplificador difieren en sus valores, se debe a que las frecuencias de las variaciones de voltaje van resultando de menor valor hacia el circuito comparador de voltaje. Esto con el objeto de que el circuito comparador sea accionado por lentos cambios en las condiciones de recepción.

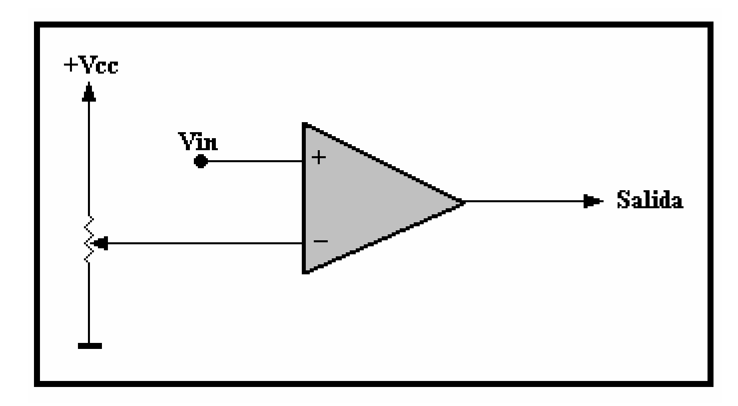
En el siguiente diagrama en bloques se muestra la señal a la salida de cada paso amplificador con su correspondiente rectificador; como se puede observar, a la salida de cada paso se obtiene una componente contínua cuyas fluctuaciones son más lentas con respecto al circuito anterior.



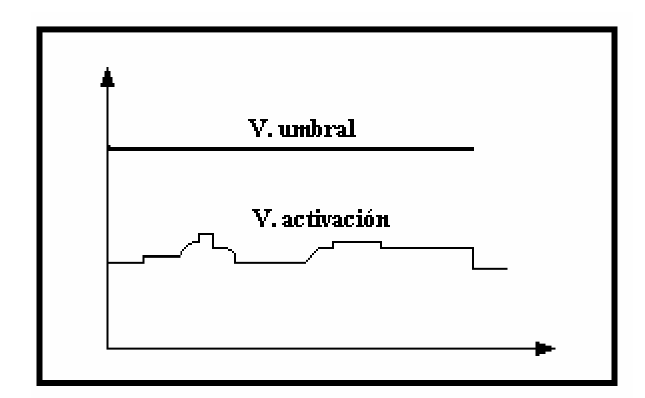
El circuito comparador, cuya configuración se muestra a continuación, es quien virtualmente detecta las variaciones de voltaje producidas por las fluctuaciones en la recepción del ultrasonido.



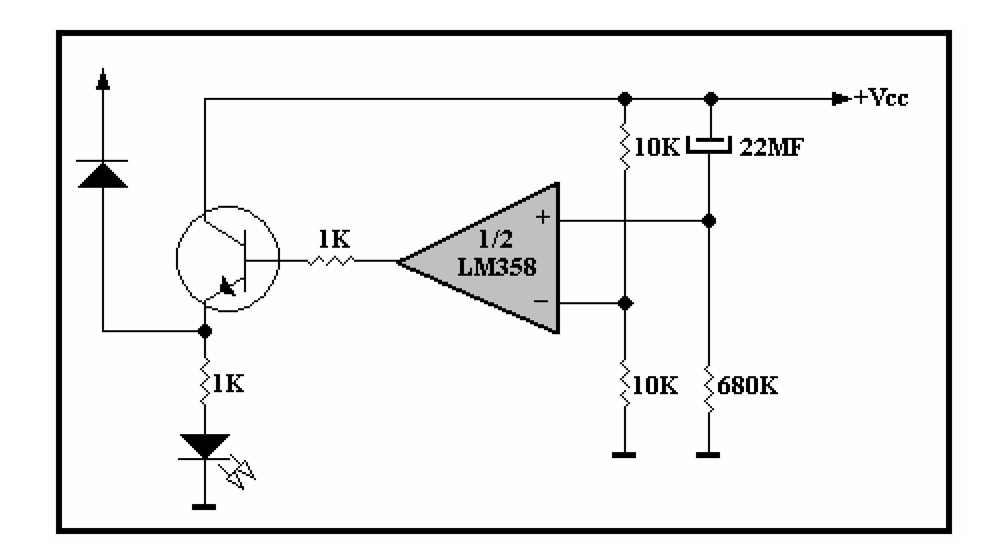
En un circuito comparador, como el mostrado en la figura siguiente, la salida permanece al potencial de masa, mientras el valor de voltaje de la entrada positiva sea menor al voltaje de la entrada negativa. En el mismo circuito, cada vez que el valor de voltaje de la entrada positiva sea mayor al voltaje de la entrada negativa, la salida del circuito comparador se pondrá al nivel de Vcc.



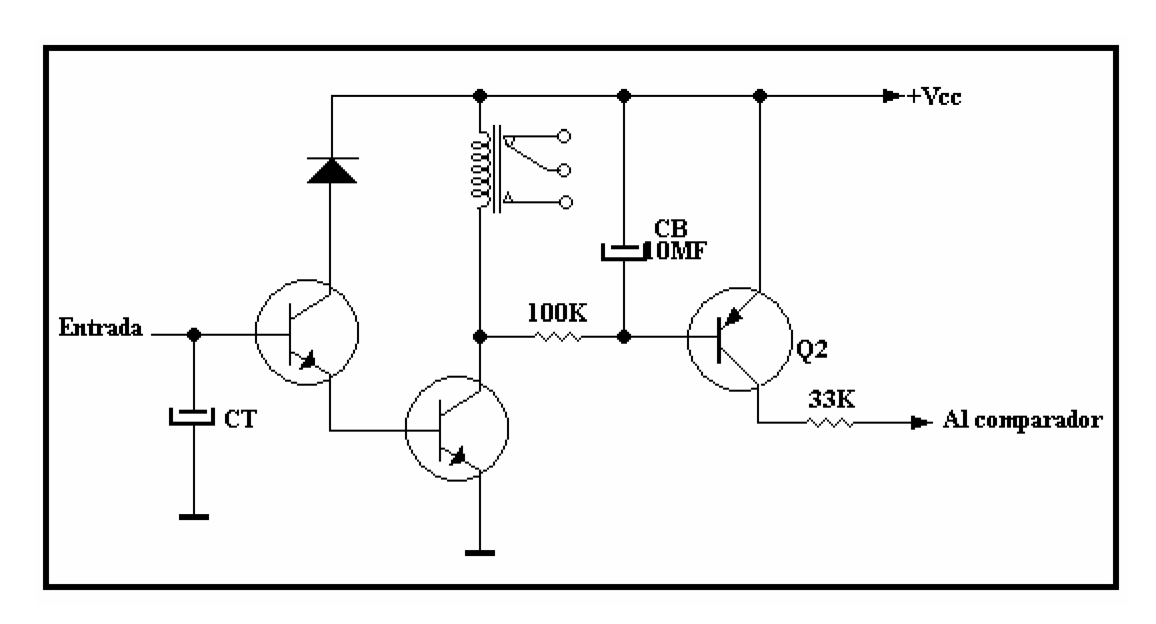
Con el objeto de fijar un voltaje de umbral en el circuito comparador, se ha conectado un potenciómetro que permite fijar un valor de voltaje en la entrada negativa del comparador.
En condiciones estables, el valor del voltaje en la entrada negativa deberá mantenerse sobre el valor de voltaje existente en la entrada positiva, de tal manera que mientras mayor sea la diferencia entre ambos valores, mayor será la sensibilidad que posee el sistema.
En el circuito de control de sensibilidad se deberá ajustar una vez instalado el sistema, ya que la posición en que se consiga la sensibilidad requerida dependerá de la situación ambiental existente en ese momento.



El circuito de enclavamiento, cuya configuración se muestra a continuación, sube el valor del voltaje en la entrada negativa del comparador en un primer instante. Esto con el objeto de mantener el estado de salida del circuito comparador al potencial de masa y evitar, de esta forma, que se active el circuito de salida al momento de iniciarse el sistema.



El circuito que activa el relé se muestra en la siguiente configuración. Como se puede apreciar, la corriente que circula a través de la bobina del relé, corresponde a la corriente de colector de dos transistores en montaje darlington. Es posible observar que al conducir el par darlington, también comienza a cargarse el condensador marcado como CB, hasta que al alcanzar el voltaje de polarización del transistor indicado como Q2, se produce la conducción de este último en la forma indicada en la misma figura, aumentando el voltaje en la entrada negativa, lo cual hace que la salida del comparador se coloque al potencial de masa.



El tiempo que se mantengan en estado de conducción el par darlington, depende del condensador marcado como CT, el cual mantendrá la polarización del transistor durante un cierto periodo de tiempo.
Todo el tiempo que se mantenga activado el relé, existirá una indicación hacia el exterior por medio de un diodo led de color rojo, el cual también se conecta por la acción del relé.

Modo de operar y conectar:

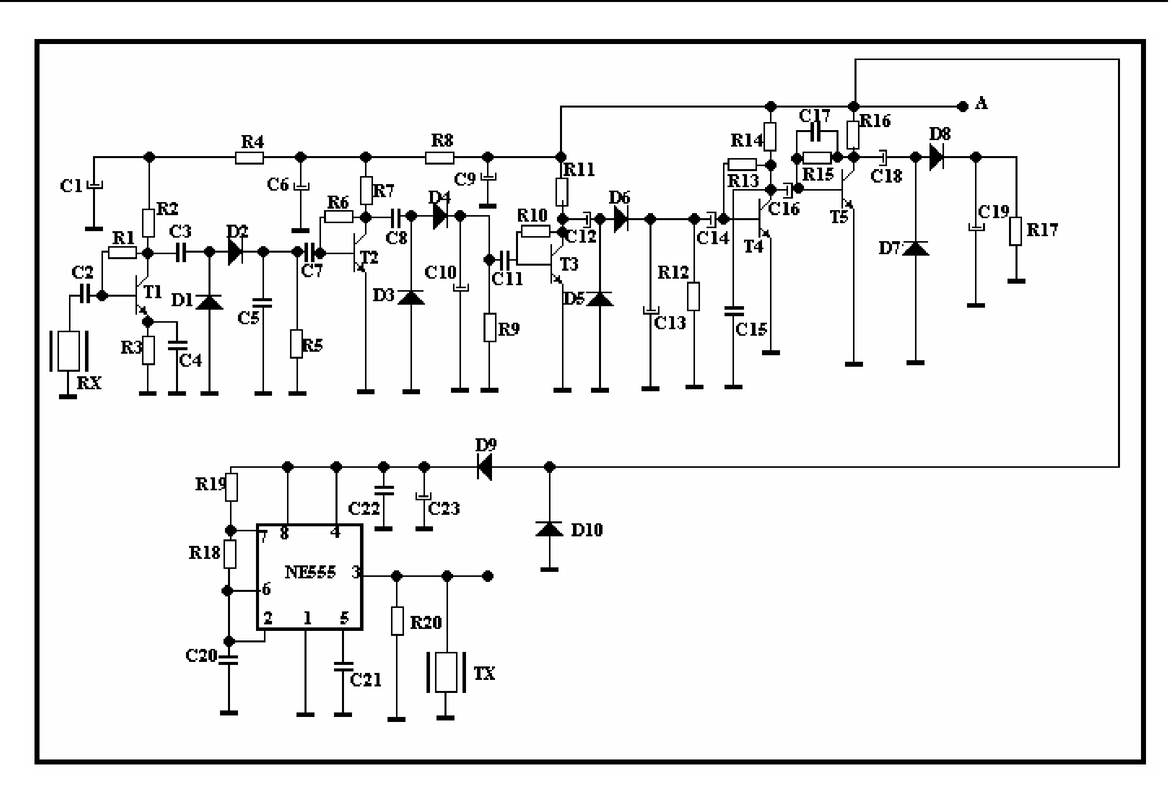
- Colocar sensibilidad al mínimo.
- No separar los transductores de la placa.
- Alimentar con 12Vcc.
- Conectar a loa salida una sirena.

Especificaciones de uso:

- **TP1** Punto de prueba de señal detectada.
- **TP2** Punto de prueba de señal de radiofrecuencia.
- **TP3** Punto de prueba de umbral de sensibilidad.
- **Led1** Indica la activación del relé por detección de movimiento en el recinto protegido.
- **Led2** Indica que el sistema está inhibido durante los primeros segundos de conexión, dando tiempo para abandonar el recinto a proteger.
- **SQ40R** Transconductor receptor.
- **SQ40T** Transconductor receptor.
- **P2** Control de sensibilidad.
- **P1** Ajuste señal de radiofrecuencia.

LISTADO DE MATERIALES

R1,R6	1MΩ	1/4W
R2, R25, R28, R29	10KΩ	1/4W
R3	200Ω	1/4W
R4	910Ω	1/4W
R5, R22, R26	100KΩ	1/4W
R7, R11	4,7KΩ	1/4W
R8,R14,R16,R20,R31,R32,R33	1KΩ	1/4W
R9, R12, R17, R27	33KΩ	1/4W
R10	1,2MΩ	1/4W
R13	2,2MΩ	1/4W
R15	390KΩ	1/4W
R18 (potenciómetro)	5KΩ	
R19	500Ω	1/4W
R21		1/4W
R23		1/4W
R24	68Ω	1/4W
R30	680KΩ	1/4W
C1,C6,C10,C12,C13,C14,C16	1μF	25V
C2,C4,C7	47nF	
C3,C8,C11,C15,C28	100nF	
C5		
C9,C19,C26,C29	10μF	25V
C17,C20,C21,C22,C24	10Nf	
C18	4,7μF	25V
C23,C27	47μF	25V
C25	1000μF	25V
C30	22μF	25V
T1,T2,T3,T4,T5,T6,T7,T9	2N2222	NPN
T8	2N2907	PNP
1 INTEGRADO	NE555	
1 INTEGRADO	LM358	
1 INTEGRADO	LM7809	
2 SWITCH		
1 RELÉ DOBLE INVERSOR	(E-25) OZSH112	
XR	SQ40R	
XT	SQ40T	
D1,D2,D3,D4,D5,D6,D7,D8	1N60	
D9,D10,D16	1N4OO2	
D11	1N4738A	
D12,D13,D14,D15,D19	1N4148	
D18, D20	LED ROJO – LED VERDE	



UNIDAD RECEPTORA Y TRANSMISORA

UNIDAD DE CONTROL

